E 2040/1

R

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 1 • IANUARIE 1982

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 1 Ianuarie 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ. 621.004.64 : 658,562

FIABILITATE
ÎNCERCĂRI TRUNCHIATE

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A. : **Proiectarea încercărilor de fiabilitate.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 1

În lucrare se defineşte precizia estimării punctuale şi cu interval de încredere a indicatorilor de fiabilitate şi se stabileşte dependenţa preciziei de numărul de defectări înregistrate. Se prezintă o metodă de calcul a volumului încercărilor trunchiate şi cenzurate, care au drept scop evaluarea indicatorilor de fiabilitate, pornind de la o precizie impusă.

CZ 621–76 : 621.314.222

SUPRATENSIUNI
PROTECŢIA POSTURILOR DE TRANSFORMARE
ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

Ionescu, F. : **Protecţia posturilor de transformare construite cu echipament capsulat, izolat cu SF_6 împotriva supratensiunilor.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 8

În lucrare se stabilesc mărimea şi forma supratensiunilor care apar într-un post de transformare capsulat, izolat cu SF_6, ca urmare a schimbării de impedanţă caracteristică. Se evidenţiază performanţele descărcătorului electric.

CZ 621.313

MAŞINI ELECTRICE MARI
ÎNCĂLZIREA ROTORULUI

Costina, D., Curiac, P., Popescu, D. : **Determinarea experimentală a cîmpului de temperaturi din rotorul unui turbogenerator.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 14

S-au determinat încălzirile cuprului şi fierului rotoric pentru un turbogenerator de 12 MW răcit simetric, axial-radial în condiţiile unor încercări de mers în gol, scurtcircuit bi- şi trifazat, precum şi într-un regim de compensare.

CZ 621.3.016 : 621.374

PUTERE ELECTRICĂ REACTIVĂ
CIRCUITE MONOFAZATE

Heler, A., Titihăzan, M., Bere, I. : **Inregistrarea puterii reactive din circuitele monofazate folosind înregistratorul indigen E 535–W–M3 echipat cu un multiplicator Hall.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 19

În lucrare se prezintă posibilitatea măsurării şi înregistrării puterii electrice reactive din circuitele monofazate, regim sinusoidal, folosind înregistratorul indigen E 535–W–M3 (furnizor : Intreprinderea de elemente pentru automatizări – Bucureşti), echipat cu un multiplicator Hall, realizat de autori. Lucrarea este originală, prin ea lărgindu-se considerabil domeniul de utilizare a înregistratorului indigen E 535–W–M3, nefiind necesare modificări constructive, multiplicatorul Hall avînd dimensiuni reduse.

CZ 621.332.06

PARAMETRII LINEICI
COMUTAŢIA LINIILOR ELECTRICE ÎN GOL
ÎNTRERUPTOARE DE ÎT

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T. : **Calculul în influenţa parametrilor lineici asupra comutaţiei liniilor în gol, utilizînd întreruptoare de tip IO–245 kV/1 600 A.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 24

Lucrarea prezintă calculul parametrilor lineici, variaţia acestora cu frecvenţa, precum şi influenţele ce le au asupra comutaţiei liniei electrice aeriene în gol Făi-Gutinaş (Suceava), efectuată cu întreruptoare de tip IO-245 kV/1 600 A, fabricate de întreprinderea „Electroputere" Craiova.

CZ 621.318.4 : 621.3.013

BOBINE SUPRACONDUCTOARE
CÎMP MAGNETIC

Constantin, E., Radu, D. : **Posibilitate de realizare a unor bobine cu cîmp magnetic uniform.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 31

Se abordează o soluţie eficientă de realizare a unui cîmp magnetic uniform în întregul volum interior al bobinelor de formă elicoidală.

CZ 621.3.013

CIRCULATOR DE MICROUNDE
APLICAŢII

Sajin, Gh., Florescu, A. : **Utilizări ale circulatoarelor de microunde.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 35

Lucrarea prezintă cîteva dintre aplicaţiile circulatoarelor de microunde.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.004.64 : 658.562

НАДЁЖНОСТЬ
ЧАСТИЧНЫЕ ИСПЫТАНИЯ

Кэтуняну, В. М., Михалаке, А.: **Проектирование испытаний на надёжность.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 1

В работе определяется точность точечной оценки с надёжным интервалом показателей надёжности и устанавливается зависимость точности от числа зарегистрированных неисправностей. Предствляется метод расчёта количества частичных и зондированных испытаний, имеющих целью оценку показателей надёжности, начиная от заданной точности.

УДК 621–76 : 621.314.222

ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ
ЗАЩИТА ТРАНСФОРМАТОРНЫХ БУДОК
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Ионеску, Ф.: **Защита трансформаторных будок, сконструированных с герметически встроенным оборудованием, с изоляцией SF_6 от перенапряжений.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 8

В работе устанавливаются размер и форма перенапряжений, появляющихся в герметической трансформаторной будке, с изоляцией SF_6, как следствие изменений характеристического импеданса. Выявляются технические характеристики электрического разрядника.

УДК 621.313

МОЩНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
НАГРЕВ РОТОРА

Костина, Д., Куриак, Г., Попеску, Д.: **Экспериментальное определение температурного поля генератора.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, №. 1, январь 1982, стр. 14

Определён нагрев роторной меди и железа для турбогенератора в 12 МВт с симметричным аксиально-радиальным охлаждением в условиях испытаний на холостом ходу, при двух- и трёхфазном короткозамыкании, а также в компенсационном режиме.

УДК 621.3.016 : 621.374

РЕАКТИВНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ
ОДНОФАЗНАЯ ЦЕПЬ

Хелер, А., Титихэан, М., Бере, И.: **Регистрация реактивной мощности в однофазных цепях с помощью отечественного регистрирующего устройства Е 535–W–М3, оснащённого мультипликатором Холла.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 19

В работе представляется возможность измерения и регистрации реактивной электрической мощности в однофазных цепях, в синусоидальном режиме с помощью отечественного регистратора Е 535-W-М3 (поставщик — Предприятие элементов автоматизации г. Бухарест), оснащённого мультипликатором Холла, созданным авторами. Устройство является оригинальным, посредством него существенно расширяется область применения отечественного регистратора Е 535—W—М3 без необходимости его конструктивных изменений, ввиду уменьшенных размеров мультипликатора Холл.

УДК 621.332.06

ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ
ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ
БЕЗ НАГРУЗКИ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
(ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ)

Тушалиу, Р., Фирэнеску, М., Бэлэшою, Т.: **Расчёт и влияние параметров электрических линий на переключение электрических линий без нагрузки, при использовании выключателей типа Ю–245 кВ/1600 А.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 24

В работе представлен расчёт параметров электрических линий, их изменение в зависимости от частоты, а также их влияние на переключение воздушных электрических линий без нагрузки Фэй-Гутинаш (Сучава), осуществляемое выключателями типа Ю-245 кВ/1600А, выпускаемыми предприятием «Электропутере».

УДК 621.318.4 : 621.3.013

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ КАТУШКИ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Константинеску, Е., Раду, Д.: **Возможность создания катушек с однородным магнитным полем.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 31

Рассматривается эффективность создания однородного могнитного поля во всём внутреннем объёме катушек винтовой формы.

УДК 621.3.013

МИКРОВОЛНОВОЙ ЦИРКУЛЯТОР
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Сажин, Г., Флореску, А.: **Области применения микроволновых циркуляторов.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 1, январь 1982, стр. 35

Работа предствляет несколько областей применения микроволновых циркуляторов.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРОПРИЯТИЯ

INHALT

DK 621.004.64 : 658.562

ZUVERLÄSSIGKEITE
ZERSTÜCKELTE VERSUCHE

Căluneanu, V.M., Mihalache, A.: **Projektieren der Zuverlässigkeitsversuche.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 1

In der Arbeit wird die Genauigkeit der in Punkten und mit Zuverlässigkeitsintervallen ausgeführten Auswertung der Zuverlässigkeitsanzeiger definiert und die Abhängigkeit der Genauigkeit von der Anzahl der verzeichneten Fehler festgelegt. Es wird eine Methode zur Berechnung der Gesamtheit der zerstückelten und zensurierten Versuche derren Zweck es ist, die Zuverlässigkeitsanzeiger mit einer vorgeschriebenen Genauigkeit beginnend auswerten, vorgestellt.

DK 621.76 : 621.314.222

ÜBERSPANNUNGEN
SCHUTZ VON UMSPANNSTATIONEN
ELEKTROTECHNISCHE AUSRÜSTUNG

Ionescu, F.: **Schutz von, mit gekapselten und mit SF_6 gegen Überspannungen isolierten Ausrüstungen gebauten Umspannstationen.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 8

In der Arbeit werden die Grösse und Form der Überspannungen, die in gekapselten mit SF_6 isolierten Umspannstationen als Folge einer Änderung der Wellenimpedanz auftreten, festgelegt. Es werden die Leistungen des elektrischen Ableiters hervorgehoben.

DK 621.313

GROSSE ELEKTROMASCHINEN
LAUFEERWÄRMUNG

Costina, D., Curiac, P., Popescu, D.: **Experimentelle Bestimmung des Temperaturfeldes in einem Turbogeneratorläufer.**

E.E.A.– Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 14

Es wurde die Erwärmung des Läuferkupfers und-eisens für einen 12 MW-Turbogenerator mit symmetrischer und axial-radialer Kühlung unter Leerkaufs-, Zwei- und Dreiphasenversuchsbedingungen und im Kompensationsbetrieb bestimmt.

DK 621.3.016 : 621.374

BLINDLEISTUNG
EINPHASENSTROMKREIS

Heler, A., Titihăzan, M., Bere, I.: **Aufzeichnung der Blindleistung in einphasigen Stromkreisen mit einem einheimischen, mit einem Hall-Multiplizierer ausgerüsteten Aufzeichnungsgerät E 535–W–M3.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 19

In der Arbeit wird die Möglichkeit, die Blindleistung in einphasigen Stromkreisen in sinusförmigem Betrieb mit einem einheimischen, mit einem Hall-Multiplizierer ausgerüsteten und von den Autoren entwickelten Aufzeichnungsgerät E 535–W–M3 (Lieferer: Betrieb für Automatisierungselemente-Bukarest) zu messen und aufzuzeichnen, beschrieben. Die Arbeit ist originell und durch sie wird der Anwendungsberecich des einheimischen Aufzeichnungsgerätes E 535–W–M3 beträchtlich erweitert, ohne dass konstruktive Änderungen notwendig sind, da der Hall-Multiplizierer kleine Abmessungen hat.

DK 621.332.06

LEISTUNGSPARAMETER
UMSCHALTUNG DER ELEKTRISCHEN LEITUNGEN IM LEERLAUFBETRIEB
HOCHSPANNUNGSSCHALTER

Tușaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T.: **Berechnung und Einfluss der Leitungsparameter auf die Umschaltung der elektrischen Leitungen im Leerlaufbetrieb unter Verwendung von Schaltern Typ IO–245 kV/1 600 A.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 24

Die Arbeit stellt die Berechnung der Leitungsparameter, ihre Schwankung in Abhängigkeit von der Frequenz sowie ihren Einfluss auf die Umschaltung der elektrischen Freileitungen in Făi-Gutinaş (Suceava) im Leerlaufbetrieb mittels Schaltern Typ IO–245 kV/1600 A, die im Electroputere-Werk hergestellt werden, vor.

DK 621.318.4.621.3.013

SUPRALEITENDE SPULEN
MAGNETFELD

Constantin, E., Radu, D.: **Möglichkeit zur Herstellung von Spulen mit gleichförmigem Magnetfeld.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1982, S. 31

Es wird eine wirksame Lösung zur Herstellung eines gleichförmigem Magnetfeldes im gesamten Innenteil wendelförmiger Spulen vorgestellt.

DK 621.3.013

MIKROWELLENZIRKULATOR
ANWENDUNGEN

Sajin, Gh., Florescu, A.: **Anwendungen der Mikrowellenzirkulatoren.**

E.E.A.–Electrotehnica 30, Nr. 1, Januar 1992, S. 35

Die Arbeit stellt einige Anwendungen der Mikrowellenzirkulatoren vor.

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE VERANSTALTUNGEN

CONTENTS

DC 621.004.64; 658.562

RELIABILITY
TRUNCATED TESTS

Căluneanu, V.M., Mihalache, A.: **Project for reliability testing.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan. 1982, p. 1

The paper deals with the precision of punctual estimation and a confidence interval of the reliability indicators, the precision dependence on the number of registered failures being established. A computing method is presented for the truncated and censured tests having as a purpose the estimation of reliability indicators beginning with an imposed precision.

DC 621–76; 621.314.222

OVERVOLTAGES
PROTECTION OF TRANSFORMATION POSTS
ELECTROTECHNICAL EQUIPMENT

Ionescu, F.: **Protection of transformation posts built with encapsulated equipment, izolated with SF_6 against overvoltages.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan 1982, p. 8

This paper establishes the dimension and form for overvoltages appearing in an encapsulated transformation post, isolated with SF , as a consequence of the characteristic impedance changing. The performance of the electric discharger are pointed out.

DC 621.313

HUGE ELECTRIC MACHINE
ROTOR HEATING

Costina, D., Curiac, G., Popescu, D.: **Temperature field experi mental determination in a turbo-generator rotor.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan 1982, p. 14

Rotor copper and steel heating has been determined for a 12 MW turbo-generator with symmetrical, radial-axial cooling under no-load running, two-phase and three-phase short-circuit testing conditions and compensation operating too.

DC 621.3.016 : 621.374

REACTIVE ELECTRIC POWER
MONOPHASE CIRCUITS

Heler, A., Titihăzan, M., Bere, I.: **Reactive power recording of monphase circuits using the E 535–W–M3 with Hal-multiplier.**

E.E.A. – Electrotehncia 30, nr. 1, Jan 1982, p. 19

The paper presents several possibilities for reactive electric power measuring and recording in the monophase circuits in a sinusoidal regime, using the E 535–W–M3 recorder (producer: The enterprise for automation equipments – Bucharest) equipped with a Hall multiplier, achieved by the authors of this paper. The paper is original, considerably enhancing the utilization domain for the E 535–W–M3 recorder without constructive changes, the Hall multiplier having reduced dimensions.

DC 621.332.06

LINEIC PARAMETERS
COMMUTATION OF ELECTRIC LINES IN GAP
I.T. INTERRUPTORS

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T.: **Analysis and influence of the lineic parameters on lines commutation in gap, using the IO—245 kV/1 600 A interruptors.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan 1982, p. 24

The paper presents the lineic parameters calculation, their chaging with frequency and the influences they have on the electric line commutation in gap Făi-Gutinaş (Suceava) by IO—245 kV/1 600 A, interruptors made by Electroputere.

DC 621.318.4; 621.3.013

SUPERCONDUCTOR COIL
MAGNETIC FIELD

Constantin, E., Radu, D.: **The possibility of an uniform magnetic field coil achievement.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan 1982, p. 31

It is presented an eficient solution for a magnetic, uniform field achievement, in the whole inner volume of elicoidal shape coils.

DC 621.3.013

MICROWAVE CIRCULATOR
APPLICATIONS

Sajin, Gh., Florescu, A.: **Utilization of microwave circulators.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, Jan 1982, p. 35

This paper presents several applications of microwave circulators.

TECHNICAL-SCIENTIFIC MANIFESTATION

SOMMAIRE

CZ 621.004.64: 658. 562

FIABILITÉ
ESSAIS TRONQUÉS

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A.: **Projection des essais de fiabilité.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 1

Dans l'ouvrage on est défini de la precision l'estimation ponctuelle et avec intervalle de confiance des indicateurs de fiabilité et on établi la dépendance de la précision du nombre des défections enrégistrées. On présente une méthode à calculer le volume des essais tronqués et censurés qui ont pour but l'évaluation des indicateurs de fiabilité en partant d'une precision imposée.

CZ 621.76: 621.314.222

SURTENSIONS
LA PROTECTION DES POSTES DE TRANSFORMATION
ÉQUIPPEMENT ÉLECTROTECHNIQUE

Ionescu, F.: **La protection des postes de transformation munis d'équippement capsulé, isolé avec SF_6 contre les surtensions.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 8

Dans l'ouvrage on est établi: la dimension et la forme des surtensions qui surgissent dans un poste de transformation capsulé, isolé avec SF_6, suite de la modification d'impédance caractéristique. Sont rélevé les pérformances du déchargeur électrique.

CZ 621.313

MACHINES ÉLECTRIQUES GRANDES
ÉCHAUFFEMENT DU ROTOR

Costina D., Curiac, G., Popescu, D.: **Détermination expérimentalle du champ de température du rotor d'une turbogénératrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 14

On a déterminé l'échauffement du cuivre et du fer rotorique pour une turbo-génératrice de 12 MW, refroidie symétriquement axial-radial dans les conditions de marche à vide, court-circuit biphasé et triphasé et dans un régime de compensation.

CZ 621.3.016: 621.374

POUVOIR ÉLECTRIQUES RÉACTIF
CIRCUITS MONOPHASÉS

Heler, A., Titihăzan, M., Bere, I.: **L'enregistrement du pouvoir réactif des circuits monophasés en employand l'enregistreur indigène E 535—W—M3 équippé d'un multiplicateur Hall.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 19

Dans l'ouvrage on présente la posibilité de mesurer et d'enregistrer le pouvoir électrique réactif des circuits monophasés, en régime sinusoïdale, en employand l'enregistreur indigène E—535—W—M3 (fourniseur: l'Entreprise d'éléments pour automatisations — Bucureşti), muni d'un multiplicateur Hall, réalisé par les auteurs. L'ouvrage est original, grâce à celui-ci en s'élargeand considérablement le domaine d'utilisation de l'enrégistreur indigène E 535—W—M3, n'étant pas nécessaire des modifications constructives, le multiplicateur Hall ayand des dimensions réduites.

CZ 621.332.06

PARAMÈTRES LINÉIQUES
LA COMMUTATION DES LIGNES ÉLECTRIQUE EN VIDE
INTERRUPTEURS DE IT

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T.: **Le calcul et l'influence des paramètres linéiques sur la commutation des lignes en vide, employand des interrupteurs de type IO—245 kV/1600 A.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 24

L'ouvrage présente le calcule des paramètres linéiques leur variation, avec le fréquence, tout comme leurs influences sur le commutation des lignes électriques aeriennes en vide Făi-Gutinaş (Suceava) éffectuées à l'aide des interrupteurs de type IO—245 kV/1600 A, de fabrication Electroputere.

CZ 621.318.4: 621.3.013

BOBINES SURCONDUCTRICES
CHAMP MAGNÉTIQUE

Constantin, E., Radu, D.: **Possibilité de réalisation des bobines à champ magnétique uniform.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 31

On étudie une solution efficace de réalisation d'un champ magnétique uniforme dans tout le volum intérieur des bobines en forme élicoïdale.

CZ 621.3.013

CIRCULATEUR DE MICROONDES
APPLICATIONS

Sajin, Gh., Florescu, A.: **Utilisations des circulateurs de microondes.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 1, ian 1982, p. 35

L'ouvrage présente quelque applications de circulateurs de microunde.

MANIFESTATIONS TECHNICO-SCIENTIFIQUES

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 1

CZ 621.004.64 : 658.562

FIABILITATE
ÎNCERCĂRI TRUNCHIATE

Proiectarea încercărilor de fiabilitate

VASILE M. CĂTUNEANU, ADRIAN MIHALACHE * — BUCUREŞTI

Metodologia de proiectare a încercărilor pentru controlul statistic al fiabilităţii a fost complet elaborată pentru echipamente caracterizate de o distribuţie exponenţială a timpului de funcţionare [1] şi face obiectul unor standarde de uz general în industrie [2].

Nu acelaşi lucru se poate spune despre încercările care au drept scop estimarea indicatorilor de fiabilitate pentru atestarea nivelului de fiabilitate.

Metodele de estimare punctuală şi cu interval de încredere a indicatorilor de fiabilitate pe baza rezultatelor experimentale obţinute în încercările de fiabilitate sînt prezentate pe larg în lucrări ca [1] şi [3] şi sînt standardizate pentru echipamente caracterizate de o distribuţie exponenţială a timpului de funcţionare [4]. Conform acestor rezultate bine fundamentate, se ştie că estimaţia punctuală a unui indicator de fiabilitate este cu atît mai aproape de valoarea adevărată, cu atît mai precisă, cu cît volumul încercării este mai mare. De asemenea, se ştie că la un nivel de încredere dat, intervalul de încredere este cu atît mai îngust (ceea ce implică o estimaţie cu atît mai precisă), cu cît volumul încercării este mai mare.

În aceste raţionamente, precizia estimării este înţeleasă vag ca apropiere a estimaţiei punctuale de valoare adevărată, respectiv ca mărime a intervalului de încredere. Relaţiile calitative stabilite între precizia estimării şi volumul încercării nu au putut fi utilizate în vederea proiectării încercărilor de fiabilitate pentru că precizia estimării nu a fost definită în mod riguros.

În practica actuală a proiectării încercărilor de estimare a indicatorilor de fiabilitate se porneşte de la un nivel de încredere coborît (de regulă 60%) în speranţa obţinerii unei precizii acceptabile, fără a avea însă vreun control asupra nivelului real al acestei precizii.

În vederea eliminării acestor neajunsuri, în lucrarea de faţă se propune o definiţie riguroasă a preciziei estimării indicatorilor de fiabilitate, după care se arată cum se poate dimensiona o încercare de fiabilitate cînd se impun precizia estimării şi nivelul de încredere.

1. Precizia estimării

Fie θ un indicator de fiabilitate. În cazurile în care natura distribuţiei de funcţionare este cunoscută, θ poate reprezenta unul din parametrii acesteia.

Fie $\hat{\theta}$ estimaţia punctuală a lui θ, eroarea relativă a estimării punctuale se defineşte ca modulul diferenţei dintre valoarea estimării punctuale şi valoarea adevărată, raportată la valoarea adevărată a lui θ:

$$e = \frac{|\hat{\theta} - \theta|}{\theta}. \qquad (1)$$

Se observă că eroarea relativă este o variabilă aleatoare. Din caracterul aleator al erorii relative rezultă două definiţii posibile ale preciziei estimării punctuale. O primă variantă defineşte precizia ca medie a pătratului erorii relative:

$$E = \frac{M[(\hat{\theta} - \theta)^2]}{\theta^2}. \qquad (2)$$

Pentru estimatori nedeplasaţi, precizia E coincide cu pătratul raportului dintre dispersia estimatorului şi valoarea adevărată a parametrului.

* Institutul politehnic — Bucureşti.

Ierarhizarea diverşilor estimatori după dispersia lor face obiectul unei foarte bogate literaturi, sintetizată în [1] şi [5].

Definiţia preciziei, conform relaţiei (2), este frecvent utilizată îndeosebi în studii teoretice. Această definiţie are dezavantajul de a nu avea o interpretare concretă destul de sugestivă, astfel încît stabilirea aprioric a unui anumit nivel al preciziei este destul de dificilă în practică.

Pentru evitarea acestei dificultăţi se recurge la a doua variantă de definire a preciziei, ca o cuantilă de un anumit ordin a erorii relative:

$$P\left(\frac{|\hat{\theta}-\theta|}{\theta}<q\right)=1-\alpha. \qquad (3)$$

Conform definiţiei (3), precizia q a estimării punctuale reprezintă valoarea pe care eroarea relativă nu o depăşeşte cu probabilitatea $1-\alpha$.

Se pot defini nivele diferite ale preciziei la dreapta, respectiv la stînga, corespunzătoare unor erori relative pozitive, respectiv negative, procedeu util pentru distribuţii puternic asimetrice ale estimatorului θ:

$$P\left(\frac{\hat{\theta}-\theta}{\theta}<q_d\right)=1-\alpha_1;\quad \hat{\theta}>\theta;$$

$$P\left(\frac{\theta-\hat{\theta}}{\theta}<q_s\right)=1-\alpha_2;\quad \hat{\theta}<\theta; \qquad (4)$$

$$\alpha_1+\alpha_2=\alpha.$$

Relaţiile (4) sînt uşor de interpretat în conformitate cu figura 1.

Astfel, cu probabilitatea $1-\alpha_1$, valoarea estimată nu depăşeşte valoarea adevărată cu mai mult decît o proporţie q_d din această valoare.

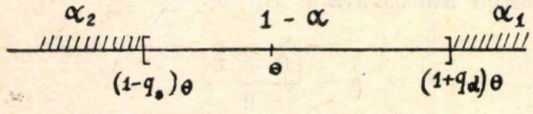


Fig. 1. Precizia estimării punctuale.

De asemenea, cu probabilitatea $1-\alpha_2$, valoarea estimată nu va fi decît cu o proporţie q_s din valoarea adevărată mai mică decît această valoare.

Numeric, fie $\alpha_1=\alpha_2=5\%$, $q_s=20\%$, $q_d=30\%$. Se poate spune că valoarea estimată punctual nu va depăşi, în 95% din cazuri, valoarea adevărată cu mai mult de 30% din aceasta. Similar, în 95% din cazuri, valoarea estimată nu va fi mai mică decît valoarea adevărată, decît cu cel mult 20% din această valoare. Altfel spus, în 90% din cazuri, estimaţia punctuală va fi cuprinsă între 80% şi 130% din valoarea adevărată a indicatorului.

Într-o astfel de interpretare, nivelul preciziei este mult mai uşor de stabilit aprioric.

Impunînd q_s, q_d şi α, se poate determina, cu ajutorul relaţiilor (4), volumul necesar de date experimentale, deci se poate proiecta încercarea de fiabilitate.

Recurgînd la estimarea cu interval de încredere, precizia poate fi definită numai prin intermediul ecuaţiilor erorilor relative, fără utilizarea valorilor medii.

Eroarea relativă a estimării cu interval de încredere se exprimă prin diferenţele dintre limitele intervalului şi valoarea adevărată a indicatorului, raportate la această valoare:

$$e_s=\frac{\theta-\theta_{inf}}{\theta}, \qquad (5)$$

$$e_d=\frac{\theta_{sup}-\theta}{\theta},$$

unde:

$$P(\theta_{inf}<\theta<\theta_{sup})=1-\gamma. \qquad (6)$$

Preciziile la dreapta şi la stînga, q_d şi q_s, se definesc conform relaţiilor:

$$P\left(\frac{\theta_{sup}-\theta}{\theta}<q_d\right)=1-\alpha_1;$$

$$P\left(\frac{\theta-\theta_{inf}}{\theta}<q_s\right)=1-\alpha_2; \qquad (7)$$

$$\alpha_1+\alpha_2=\alpha$$

Pentru intervalele de încredere unilaterale se recurge la una din relaţiile (7), după cum intervalul este mărginit inferior sau superior.

Cunoscînd distribuţiile erorilor relative şi impunînd valorile preciziilor q_d, q_s şi ale probabilităţilor α_1 şi α_2 asociate, se poate calcula în principiu, cu ajutorul relaţiilor (7), volumul de date experimentale pe care trebuie să-l conţină încercarea de fiabilitate.

2. Proiectarea încercărilor de fiabilitate cenzurate

Folosind definiţiile preciziei formulate în §1, se va arăta în cele ce urmează posibilitatea proiectării încercărilor de fiabilitate pornind de la un nivel impus al preciziei. Rezolvarea concretă a unor ecuaţii de tipul (4) sau (7) presupune cunoaşterea distribuţiei timpului de funcţionare, astfel încît se va considera în continuare distribuţia exponenţială, θ reprezentînd în acest caz parametrul λ al distribuţiei.

Elementul care caracterizează în primă instanță o încercare cenzurată este numărul de defectări r după care se încheie încercarea. Se va arăta în continuare modalitatea de calcul a lui r pornind de la un anumit nivel al preciziei, definită conform relației (2), care se rescrie, introducînd în locul lui θ parametrul λ al distribuției exponențiale:

$$E = \frac{M[(\hat{\lambda} - \lambda)^2]}{\lambda^2}. \tag{8}$$

Estimarea punctuală nedeplasată a lui λ în încercări cenzurate are expresia [1; 3]:

$$\hat{\lambda} = \frac{r-1}{T_\Sigma}, \tag{9}$$

unde T_Σ are semnificația duratei cumulate de funcționare a dispozitivelor încercate. De asemenea, T_Σ, ca variabilă aleatoare, este distribuită conform unei legi de distribuție gama cu parametrii r și λ:

$$f(T_\Sigma) = \frac{\lambda(\lambda T_\Sigma)^{r-1} e^{-\lambda T_\Sigma}}{(r-1)!}. \tag{10}$$

Ținînd seama de (9) și (10), dispersia estimatorului λ devine:

$$M[(\hat{\lambda} - \lambda)^2] = M(\hat{\lambda}^2) - \lambda^2 =$$

$$\int_0^\infty \frac{(r-1)^2}{T_\Sigma^2} f(T_\Sigma)\, \mathrm{d}T_\Sigma - \lambda^2 = \frac{\lambda^2}{r-2}; \tag{11}$$

$$r - 2 \in N.$$

Ținînd seama de relația (8), se obține:

$$E = \frac{1}{r-2}. \tag{12}$$

Numărul de defectări care trebuie înregistrate într-o încercare cenzurată, astfel încît precizia estimării să aibă valoarea impusă E, va fi:

$$r = \frac{1}{E} + 2. \tag{13}$$

S-a obținut astfel o relație simplă de proiectare a încercărilor cenzurate, care dă numărul de defectări la un anumit nivel al preciziei.

De exemplu, pentru un nivel al preciziei $E = 10\%$, numărul minim de defectări va fi $r = 12$.

Înlocuind acum în relațiile (4) indicatorul θ cu parametrul λ, se obține:

$$P = [\hat{\lambda} < (1 + q_d)\lambda] = 1 - \alpha_1;$$

$$P = [\hat{\lambda} > (1 - q_s)\lambda] = 1 - \alpha_2. \tag{14}$$

Ținînd seama de relația (9) și punînd în evidență variabila aleatoare $2\lambda T_\Sigma$ care, în planuri cenzurate de încercare, este guvernată de o lege de distribuție X^2 cu $2r$ grade libertate [1, 3], relațiile (14) devin:

$$P\left[2\lambda T_\Sigma > \frac{2(r-1)}{1+q_d}\right] = 1 - \alpha_1;$$

$$P\left[2\lambda T_\Sigma < \frac{2(r-1)}{1-q_s}\right] = 1 - \alpha_2. \tag{15}$$

Relațiile (15) definesc cuantilele de ordinul α_1, respectiv $1 - \alpha_2$ ale distribuției X^2 cu $2r$ grade de libertate:

$$\frac{2(r-1)}{1+q_d} = X^2_{\alpha_1}(2r);$$

$$\frac{2(r-1)}{1-q_s} = X^2_{1-\alpha_2}(2r). \tag{16}$$

S-au obținut astfel două relații de proiectare care pot conduce la soluții r_d, r_s diferite. În asemenea cazuri se adoptă valoarea cea mai mare a numărului de defectări $r = \max(r_d, r_s)$, rezultînd o precizie superioară celei impuse.

De exemplu, fie $\alpha_1 = \alpha_2 = 5\%$, $q_s = 20\%$ și $q_d = 30\%$. Valoarea r_d rezultă din ecuația:

$$\frac{X^2_{0,05}(2r)}{2(r-1)} = \frac{1}{1+0,3} = 0,768,$$

care se rezolvă prin încercări, utilizînd tabelul cuantilelor distribuției X^2[3]. Se obține $r_d = 40$. Valoarea r_s rezultă din ecuația:

$$\frac{X^2_{0,95}(2r)}{2(r-1)} = \frac{1}{1+0,2} = 1,25.$$

În același mod, se obține $r_s = 50$. Adoptîndu-se un plan cenzurat la 50 de defectări, precizia la dreapta va fi mai bună decît cea impusă, și anume:

$$q_d = \frac{98}{X^2_{0,05}(100)} - 1 = \frac{98}{77,9} - 1 = 25\% < 30\%.$$

Pentru cazul estimării cu interval de încredere, relaţiile (7) se pun sub forma:

$$P[\lambda_{sup} < (1 + q_d)\lambda] = 1 - \alpha_1; \qquad (17)$$

$$P[\lambda_{inf} > (1 - q_s)\lambda] = 1 - \alpha_2.$$

Expresiile limitelor intervalului de încredere sînt, conform cu [1, 3, 4]:

$$\lambda_{inf} = \frac{X^2_{\gamma/2}(2r)}{2T_\Sigma}; \qquad (18)$$

$$\lambda_{sup} = \frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r)}{2T_\Sigma}.$$

Înlocuind expresiile (18) în (17) şi punînd în evidenţă variabila aleatoare $2\lambda T_\Sigma$ de distribuţie cunoscută [1], se obţine:

$$P\left[2\lambda T_\Sigma > \frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r)}{1+q_d}\right] = 1 - \alpha_1; \qquad (19)$$

$$P\left[2\lambda T_\Sigma < \frac{X^2_{\gamma/2}(2r)}{1-q_s}\right] = 1 - \alpha_2.$$

Relaţiile (19) definesc cuantilele distribuţiei X^2 de ordinul α_1, respectiv $1 - \alpha_2$:

$$X^2_{\alpha_1}(2r) = \frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r)}{1+q_d}; \qquad (20)$$

$$X^2_{1-\alpha_2}(2r) = \frac{X^2_{\gamma/2}(2r)}{1-q_s}.$$

Relaţiile (20) se folosesc ca relaţii de proiectare în acelaşi mod ca relaţiile (16).

Fie, de exemplu, nivelul de încredere $1 - \gamma = 60\%$, $q_d = 30\%$, $q_s = 20\%$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 10\%$. Numărul de defectări r_d, care asigură precizia la dreapta, rezultă din ecuaţia:

$$\frac{X^2_{0,8}(2r)}{X^2_{0,1}(2r)} = 1{,}3.$$

Prin încercări, se obţine $r_d \simeq 50$.

Numărul de defectări r_s, care asigură precizia la stînga, se obţine din ecuaţia:

$$\frac{X^2_{0,2}(2r)}{X^2_{0,9}(2r)} = 0{,}8.$$

Soluţia ecuaţiei este $r_s \approx 50$. Se va adopta, deci, o încercare cenzurată la 50 de defectări, ceea ce va satisface ambele precizii laterale impuse.

Rezultatele numerice obţinute arată cît de costisitoare sînt încercările care conduc la un nivel ridicat al preciziei estimării. Numărul de defectări fiind stabilit, ceilalţi parametri ai încercării pot fi calculaţi doar orientativ. Eşantionul supus încercării se alege cît mai mare posibil, astfel încît să se acumuleze în timp util numărul de defectări necesare.

În încercările cenzurate fără înlocuire volumul eşantionului trebuie să fie cel puţin egal cu numărul de defectări. Limitarea superioară a eşantionului este impusă fie de utilajul cu care se efectuează încercarea, fie de dificultăţile de sondaj. Durata încercării cenzurate nu se poate prevedea. Admiţînd un anumit ordin de mărime al parametrului λ, durata încercării cenzurate se calculează orientativ cu ajutorul relaţiei [6]:

$$T = \frac{r}{n\lambda}. \qquad (21)$$

Relaţia (21) este exactă în încercările cenzurate cu înlocuire şi aproximativă în cele fără înlocuire, aproximaţia fiind bună pentru un număr de defectări r care să nu depăşească 10% din volumul eşantionului [3].

3. Proiectarea încercărilor de fiabilitate trunchiate

Se consideră încercările trunchiate cu înlocuire, încercări care se încheie după o durată impusă T. Elementele care caracterizează o astfel de încercare sînt durata T a încercării şi volumul n al eşantionului.

Estimaţia punctuală nedeplasată a parametrului λ se obţine: conform cu [1, 3, 7] din relaţia:

$$\hat{\lambda} = \frac{r}{T_\Sigma}. \qquad (22)$$

Legea de distribuţie a numărului de defecte r este de tip Poisson [7], avînd expresia:

$$f(r) = \frac{(\lambda T_\Sigma)^r}{r!} e^{-\lambda T_\Sigma}, \qquad (23)$$

unde $T_\Sigma = nT$ este volumul încercării.

Media şi dispersia numărului de defecte înregistrate în timpul încercării sînt [7]:

$$\bar{r} = \lambda T_\Sigma; \qquad (24)$$

$$\sigma_r^2 = \lambda T_\Sigma.$$

Ţinînd seama de relaţiile (22) şi (24), precizia E, definită de (2), devine:

$$E = \frac{M[(\hat{\lambda} - \lambda)^2]}{\lambda^2} = \frac{M\left[\left(\frac{r}{T_\Sigma} - \lambda\right)^2\right]}{\lambda^2} =$$

$$= \frac{\sigma_r^2}{\lambda^2 T_\Sigma^2} = \frac{1}{\lambda T_\Sigma}. \qquad (25)$$

Din relaţia (25) se observă că precizia estimării depinde de valoarea adevărată a parametrului, deci volumul încercării T_Σ nu poate fi stabilit decît cu totul orientativ, pornind de la un nivel impus al preciziei.

Astfel, pentru $E = 20\%$ şi $\lambda \sim 10^{-5}$ ore^{-1} se obţine un volum orientativ $T_\Sigma \sim 5 \cdot 10^5$ componente $\times$ ore. Alegînd $n = 100$, rezultă o durată T decirca 5 000 de ore.

Considerînd acum precizia definită conform relaţiilor (4), şi înlocuind valoarea estimată punctual cu cea dată de relaţia (22), se obţine, după modificări minore:

$$P[r < (1 + q_d)\lambda T_\Sigma] = 1 - \alpha_1; \qquad (26)$$

$$P[r > (1 - q_s)\lambda T_\Sigma] = 1 - \alpha_2.$$

Relaţiile (26) mai pot fi scrise astfel:

$$P(r \leqslant r_d) = 1 - \alpha_1; \qquad (27)$$

$$P(r \leqslant r_s) = \alpha_2.$$

unde:

$$r_d = E[(1 + q_d)\lambda T_\Sigma];$$

$$r_s = E[(1 - q_s)\lambda T_\Sigma]. \qquad (28)$$

În principiu, problema dimensionării încercărilor trunchiate poate fi rezolvată pe baza relaţiilor (27) utilizînd cuantilele distribuţiei Poisson. Cum însă tabelele acestei distribuţii nu sînt suficient de extinse, se preferă să se recurgă la legătura care există între distribuţia discretă Poisson şi distribuţia continuă X^2 şi să se utilizeze în dimensionarea încercării această din urmă distribuţie. În acest scop se porneşte de la relaţia fundamentală [3]:

$$P(r \leqslant c) = P(T_{c+1} > T) = P(2\lambda n T_{c+1} > 2\lambda n T). \qquad (29)$$

Justificarea relaţiei (29) este dată în figura 2.

Deoarece variabila $2\lambda n T_{c+1}$ este distribuită X^2 cu $2(c + 1)$ grade de libertate [8], rezultă că relaţia (29) constituie o corespondenţă între distribuţia Poisson a numărului de defectări r şi distribuţia X^2.

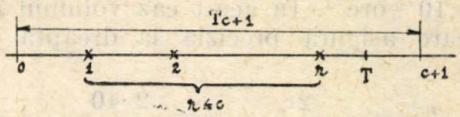


Fig. 2. Justificarea relaţiei (29).

Particularizînd relaţia (29) pentru $c = r_d$, respectiv r_s, se obţine o nouă formă a ecuaţiilor (27):

$$P(2\lambda n T_{r_d+1} > 2\lambda n T) = 1 - \alpha_1;$$

$$P(2\lambda n T_{r_s+1} > 2\lambda n T) = \alpha_2 \qquad (30)$$

Ţinînd seama că $nT = T_\Sigma$, rezultă:

$$2\lambda T_\Sigma = X^2_{\alpha_1}(2r_d + 2);$$

$$2\lambda T_\Sigma = X^2_{1-\alpha_2}(2r_s + 2). \qquad (31)$$

Ţinînd acum seama de relaţiile (28), se poate scrie:

$$2\lambda T_\Sigma \simeq \frac{2r_d}{1+q_d} = \frac{2r_s}{1-q_s}. \qquad (32)$$

Din relaţiile (31) şi (32) rezultă cele două ecuaţii finale de dimensionare a încercărilor trunchiate:

$$\frac{X^2_{\alpha_1}(2r_d + 2)}{2r_d} = \frac{1}{1+q_d};$$

$$\frac{X^2_{1-\alpha_2}(2r_s + 2)}{2r_s} = \frac{1}{1-q_s}. \qquad (33)$$

Se observă similitudinea dintre relaţiile (33) şi relaţiile (16) de dimensionare a încercărilor cenzurate pe baza preciziei impuse estimării punctuale.

Din ecuaţiile (33) se determină, prin încercări, numerele r_d şi r_s care asigură precizia la dreapta, respectiv la stînga, apoi se calculează volumul încercării cu ajutorul relaţiilor (32).

Ca exemplu numeric, fie $\alpha_1 = \alpha_2 = 5\%$, $q_d = 30\%$, $q_s = 20\%$. Soluţiile ecuaţiilor (33) sînt $r_d \approx 40$ şi $r_s \approx 50$, practic egale cu cele care au fost obţinute prin rezolvarea ecuaţiilor (16). Dacă rezolvarea ecuaţiilor ar fi fost absolut exactă, rădăcinile ecuaţiilor (33) ar fi rezultat exact cu cîte o unitate mai mică decît cele ale ecuaţiilor (16).

Valorile r_d şi r_s astfel calculate au o interpretare simplă: ele reprezintă numărul minim de defectări care asigură precizia estimării la

dreapta, respectiv la stînga. Volumul încercării se obţine pur orientativ, dacă se cunoaşte ordinul de mărime al parametrului λ de estimat. Fie $\lambda \sim 10^{-5}$ ore^{-1}. În acest caz volumul încercării care asigură precizia la dreapta este:

$$T_{\Sigma_d} \approx \frac{2r_d}{2\lambda(1+q_s)} = \frac{2 \cdot 40}{2 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}3} =$$

$$= 3 \cdot 10^6 \text{ componente} \times \text{ore}.$$

Volumul încercării care asigură precizia la stînga este:

$$T_{\Sigma_s} \approx \frac{r_s}{\lambda(1-q_s)} = \frac{50}{10^{-5} \cdot 0{,}8} =$$

$$= 6{,}25 \cdot 10^6 \text{ componente} \times \text{ore}.$$

Evident, se va alege $T_\Sigma = \max(T_{\Sigma_s}, T_{\Sigma_d}) = 6{,}25 \cdot 10^6$ componente $\times$ ore. Acest volum va conduce la o precizie a estimării la dreapta mai mare decît cea impusă, asigurînd, în acelaşi timp, precizia impusă la stînga. Pentru dimensionarea încercărilor trunchiate pornind de la o precizie impusă estimării cu interval de încredere, se consideră precizia definită conform relaţiilor (7), astfel încît ecuaţiile de dimensionare a planului trunchiat sînt:

$$P[\lambda_{\sup} < (1+q_d)\lambda] = 1 - \alpha_1;$$
$$P[\lambda_{\inf} > (1-q_s)\lambda] = 1 - \alpha_2. \tag{34}$$

Limitele intervalului de încredere bilateral, pentru planuri de încercare trunchiate, sînt [8]:

$$\lambda_{\inf} = \frac{X^2_{\gamma/2}(2r)}{2T_\Sigma};$$
$$\lambda_{\sup} = \frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r+2)}{2T_\Sigma}; \tag{35}$$

unde:

$$T_\Sigma = nT.$$

Ţinînd seama de (35), relaţiile (34) devin:

$$P[X^2_{1-\gamma/2}(2r+2) < (1+q_d)\lambda T_\Sigma] = 1 - \alpha_1;$$
$$P[X^2_{\gamma/2}(2r) > (1-q_s)\lambda T_\Sigma] = 1 - \alpha_2. \tag{36}$$

Pentru rezolvarea ecuaţiilor (36) ar trebui cunoscută legea de distribuţie a cuantilelor distribuţiei X^2, avînd un număr de grade de libertate aleator. Cum determinarea unei astfel de distribuţie este dificilă, se va prefera o soluţie aproximativă, bazată pe analogia cu încercările cenzurate.

Se observă, cu ajutorul figurii 3, că încercarea trunchiată, în care se înregistrează r defectări, are o durată T cuprinsă între duratele t_r şi t_{r+1} ale celor două încercări cenzurate la r,

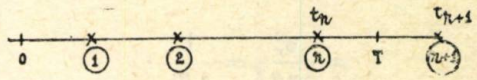


Fig. 3. Dimensionarea încercărilor trunchiate.

respectiv la $r+1$ defectări. Numărul de defectări r înregistrate în încercarea trunchiată trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura precizia estimării. Impunînd ca precizia estimării trunchiate să fie egală cu precizia estimării cenzurate la $r+1$, rezultă că numărul de defectări care trebuie să apară în încercarea trunchiată este dat de relaţiile (20) de dimensionare a unei încercări cenzurate, în care se înlocuieşte r cu $r+1$. Ecuaţiile de dimensionare a planului trunchiat vor fi:

$$\frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r+2)}{X^2_{\alpha_1}(2r+2)} = 1 + q_d;$$
$$\frac{X^2_{\gamma/2}(2r+2)}{X^2_{1-\alpha_2}(2r+2)} = 1 - q_s. \tag{37}$$

Din ecuaţiile (37) rezultă valorile r_d şi r_s care asigură precizia la dreapta, respectiv la stînga, a estimării cu interval de încredere. Volumul încercării T_Σ se obţine cunoscînd ordinul de mărime al limitelor intervalului de încredere asociat ratei de defectare. Din formulele (35) rezultă:

$$T_\Sigma = \frac{X^2_{1-\gamma/2}(2r_d+2)}{2\lambda_{\sup}},$$

sau:

$$T_\Sigma = \frac{X^2_{\gamma/2}(2r_s)}{2\lambda_{\inf}}. \tag{38}$$

Ecuaţiile (38) permit dimensionarea încercărilor trunchiate cu înlocuire. Ţinînd seama că $T_\Sigma = nT$, se poate alege durata încercării, rezultînd volumul eşantionului, sau invers. Încercările trunchiate fără înlocuire se proiectează urmînd în linii mari metodologia prezentată detaliat în cadrul încercărilor cu înlocuire. De regulă, însă numărul de defectări apărute într-o încercare de fiabilitate fără înlocuire este mic faţă de volumul eşantionului (este cazul încercărilor efectuate asupra componentelor şi subansamblelor). De aceea, rezultatele obţinute în proiectarea încercărilor cu înlocuire rămîn valabile, cu o bună aproximaţie în proiectarea încercărilor fără înlocuire.

Metoda de proiectare descrisă mai sus va fi ilustrată printr-un exemplu practic. Rata de defectare care caracterizează un lot de tranzistoare trebuie să fie, conform normei interne, de 10^{-5} ore^{-1}. Sarcina laboratorului de fiabilitate este să atesteze această valoare cu nivelul de încredere $1 - \gamma = 0{,}7$ în termen de 2 luni.

Atestarea cu nivel de încredere $1 - \gamma$ a ratei de defectare implică construcţia unui interval de încredere unilateral al cărui limită superioară să fie egală cu valoarea atestată. În acest scop se va efectua o încercare trunchiată la $T = 1\,500$ ore, pentru a se respecta termenul de două luni impus. Volumul eşantionului care trebuie supus încercării urmează să fie stabilit în continuare. Se observă că, pentru a calcula volumul eşantionului datele iniţiale sînt insuficiente, nefiind făcută nici o menţiune referitoare la precizia intervalului de încredere. Deoarece intervalul de încredere este unilateral, se va impune doar precizia la dreapta, definită conform relaţiei:

$$P[\lambda_{sup} < (1 + q_d)\lambda] = 1 - \alpha_1;$$

unde:

$$\lambda_{sup} = \frac{X^2_{1-\gamma}(2r+2)}{2T_\Sigma}. \qquad (38)$$

Proiectantul alege nivelul preciziei şi al probabilităţii asociate. Fie $\alpha_1 = 20\%$ şi $q_d = 30\%$. Cu aceste date, numărul de defectări r_d, care trebuie observate pentru asigurarea preciziei impuse, se obţine din relaţia:

$$\frac{X^2_{1-\gamma}(2r+2)}{X^2_{\alpha_1}(2r+2)} = 1 + q_d. \qquad (40)$$

Relaţia (40) este similară cu prima din ecuaţiile (37), adaptată pentru cazul intervalului unilateral. Introducînd valorile numerice, ecuaţia (40) devine:

$$\frac{X^2_{0.7}(2r+2)}{X^2_{0,2}(2r+2)} = 1{,}3. \qquad (41)$$

Soluţia ecuaţiei este $r_d = 24$.

Volumul încercării se calculează conform relaţiei (39). Se obţine:

$$T_\Sigma = \frac{X^2_{1-\gamma}(2r+2)}{2\lambda_{sup}} = \frac{X^2_{0.7}(50)}{2\cdot 10^{-5}} = \frac{54{,}7}{2\cdot 10^{-5}} =$$

$$= 27{,}35\cdot 10^{-5} \text{ componente} \times \text{ore}. \qquad (42)$$

Deoarece durata încercării este limitată la 1 500 de ore, rezultă volumul eşantionului:

$$n = \frac{T_\Sigma}{T} = \frac{27{,}35\cdot 10^5}{1{,}5\cdot 10^3} = 1\,823 \text{ componente}. \qquad (43)$$

Deoarece $n \gg r$, încercarea poate fi efectuată şi fără înlocuirea componentelor defectate.

O greşeală frecventă întîlnită în practica atestării nivelelor de fiabilitate constă din alegerea unor eşantioane mici, ignorîndu-se cerinţele privind precizia estimării. Astfel, considerînd $r = 0$, eşantionul supus încercării ar fi:

$$n = \frac{X^2_{1-\gamma}(2r+2)}{2\lambda_{sup}T} = \frac{X^2_{0.7}(2)}{2\cdot 10^{-5}\,1{,}5\cdot 10^3} = 80. \qquad (44)$$

Eşantionul dat de relaţia (44) este mult mai mic decît cel calculat prin relaţia (43).

Dacă s-ar alege însă eşantionul minim de 80, precizia estimării ar fi redusă, limita superioară a intervalului de încredere depăşind cu mult valoarea reală a parametrului λ. În consecinţă, nu se va putea atesta nivelul ratei de defectare la termenul cerut, chiar dacă acest nivel este atins de componentele considerate. Dacă, totuşi, utilajele pentru efectuarea încercării şi dificultăţile de eşantionare nu permit alegerea unui eşantion atît de mare ca cel dat de relaţia (43), atunci se modifică nivelul preciziei q_d, al probabilităţii asociate α_1, nivelul de încredere fiind impus. În orice caz, o asemenea procedură va păstra un control permanent asupra preciziei estimării, dînd greutate concluziilor trase pe baza încercărilor de fiabilitate.

4. Concluzii

Caracterizarea fiabilităţii elementelor şi sistemelor cu ajutorul încercărilor de fiabilitate rămîne vagă în absenţa unui control al preciziei estimării, înţeleasă ca apropiere între valorile reale ale indicatorilor de fiabilitate şi cele evaluate prin prelucrarea statistică a rezultatelor experimentale. În lucrare se defineşte precizia estimării punctuale şi cu interval de încredere şi se arată modul de proiectare a încercărilor cenzurate şi trunchiate pornind de la un nivel impus al preciziei estimării.

Utilizînd metoda de proiectare descrisă aici se asigură concordanţa dintre estimaţiile indicatorilor de fiabilitate şi valorile lor reale şi se fundamentează riguros problema atestării nivelelor de fiabilitate.

Utilizarea largă a eşantioanelor de volum minim în practica atestării fiabilităţii conduce la dificultăţi mari datorate preciziei insuficiente a estimării, element care nu a fost luat în considerare pînă în prezent.

Bibliografie

[1] *Mann N., Schafer, R. E., Singpurwalla, N.D.* Methods for statistical analysis of reliability and life data J. Wiley, N.Y., 1974.
[2] MIL—STD—781C Reliability design qualification and production acceptance tests: Exponențial distribution, 1977.
[3] *Kozlov, B. A. Uşakov, I. A.* Spravocinik po rascetu nadeznosti. Sovetskoe Radio, Moskva, 1975.
[4] STAS 10307/75 indicatori de fiabilitate.
[5] *Mihoc, Gh. Craiu, V.* Tratat de statistică matematică vol. 1 Ed. Academiei, București, 1975.
[6] *Polovko, A.M., Malikov, I.M.* Sbornik zadač po teorii nadejnosti Sovetskoe Radio, Moskva, 1972.
[7] *Gnedenko, N.V., Beleaev I.K., Soloviev, A.D.* Metode matematice în teoria siguranței. București, Ed. tehnică, 1968.
[8] *Mihoc, Gh. Muja A., Diatcu, E.* Bazele matematice ale teoriei fiabilității. Cluj-Napoca, Ed. Dacia, 1976.

CZ 621—76: 621.314.222

SUPRATENSIUNI
PROTECȚIA POSTURILOR DE TRANSFORMARE
ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

Protecția posturilor de transformare construite cu echipament capsulat, izolat cu SF_6 împotriva supratensiunilor

FLORIN IONESCU* — BUCUREȘTI

În ultimii ani, pe plan mondial, numărul stațiilor construite cu echipament capsulat izolat cu SF_6, a crescut considerabil, ca urmare a calităților deosebite ale SF_6, de mediu izolant și mediu bun de stingere [1]. Ca urmare a acestor calități și a modului de construcție, aceste stații au numeroase avantaje față de cele clasice în aer și anume: spațiul ocupat redus, nivel scăzut al descărcărilor parțiale și ecranare electrică, protecție sigură oferită personalului, fiabilitate ridicată, timp scurt de montaj, întreținere ușoară, revizie rapidă și piese de schimb necesare puține [2, 5].

Dacă în stațiile clasice în aer măsurile de protecție împotriva supratensiunilor atmosferice sînt concentrate asupra transformatoarelor de putere, descărcătoarele fiind montate în imediata lor apropiere, în cazul stațiilor cu echipament capsulat, problema protecției se modifică, în acest caz obiectele de protejat fiind nu numai transformatoarele ci și echipamentul capsulat izolat în SF_6, trebuind ca la nici unul dintre ele supratensiunile să nu depășească nivelul de izolație.

Nivelul supratensiunilor care apar într-o stație este determinat de schema de protecție, aceasta fiind cu atît mai scumpă cu cît asigură un nivel mai redus. Pe de altă parte, prețul echipamentului izolat cu SF_6 ca și al transformatoarelor depinde de nivelul de izolație, el crescînd cu creșterea acestuia. Se poate afirma, deci, că schema de protecție trebuie aleasă astfel încît să se obțină un optim din punct de vedere constructiv, economic și al siguranței în funcționare pentru stație.

* Catedra măsuri și aparate electrice, Fac. electrotehnică, Institutul politehnic — București.

1. Posibilități de protecție a posturilor de transformare capsulate

Protecția împotriva supratensiunilor atmosferice în posturile de transformare construite cu celule izolate cu SF_6 se realizează cu ajutorul descărcătoarelor care pot fi convenționale, în aer, sau înglobate (sub anvelopă metalică) în SF_6 [2, 3, 4, 5].

Descărcătoarele convenționale se conectează pe intrările din, sau plecările în, linia aeriană ale instalației capsulate. Dacă legătura spre transformator se face în cablu (cu SF_6 sau cu ulei), descărcătoarele nu mai pot fi montate în imediata apropiere a transformatorului. Totuși datorită impedanței scăzute a echipamentului izolat cu SF_6 ($Z_c = 60\Omega \div 75\Omega$), trecerea de la linia aeriană la acesta reprezintă o variație puternică de impedanță, care determină descompunerea undei incidente de supratensiune u_i într-o undă reflectată u_{r1} și una refractată u_{r2} (fig. 1):

$$u_{r1} = \frac{Z_c - Z_1}{Z_c + Z_1} u_i; \quad u_{r2} = \frac{2 \cdot Z_c}{Z_c + Z_1} u_i, \qquad (1)$$

unde: Z_c, Z_1 sînt impedanțele caracteristice ale echipamentului capsulat, respectiv liniei aeriene.

Aceasta are drept urmare pătrunderea în stație numai a unei fracțiuni din semnalul incident; de exemplu cu $Z_c = 450\ \Omega$ și $Z_1 = 60\ \Omega$, se obține $u_{r2} = 0{,}2353\ u_i$.

Avînd în vedere acest fenomen, posturile capsulate pot fi protejate pînă la o anumită lungime critică a tubulaturii capsulate, mon-

tînd în linia aeriană la intrare un descărcător convenţional.

Dacă protecţia este făcută prin intermediul descărcătorului înglobat, acesta se poate conecta fie la intrarea în post, fie pe plecarea spre transformator, sau chiar la bornele lui, dacă legătura spre acesta s-a făcut în cablu cu SF_6.

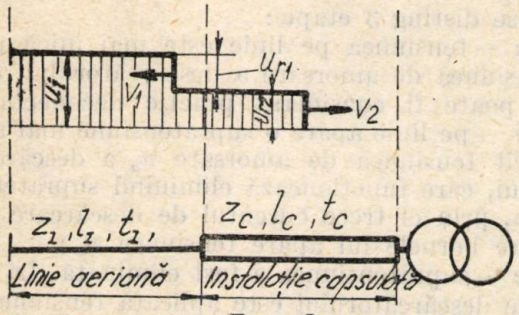


Fig. 1. Divizarea undei incidente u_i.

Determinarea tipurilor de descărcătoare ce trebuie folosite şi a locului lor de montaj pentru a se obţine o protecţie sigură şi eficientă a unui post de transformare se poate face numai în urma calculului supratensiunilor maxime, care apar în post în cazul schemei respective de protecţie. Supratensiunile trebuie să rămînă inferioare supratensiunilor maxime admisibile pentru echipamentul capsulat şi transformator. Nivelul supratensiunilor este stabilit de reflexiile şi refracţiile multiple ale undei incidente în interiorul postului de transformare.

2. Modelul matematic pentru calculul comportării schemei de protecţie a postului de transformare

Modelul matematic care a fost elaborat în vederea calculului comportării schemei de protecţie a postului de transformare are la bază metoda Bergeron [2, 3, 6, 7]. Postul de transformare poate fi considerat drept un circuit neramificat. În vederea simulării comportării protecţiei s-au stabilit relaţii de calcul pentru tensiuni şi curenţi în nodurile schemei şi s-a modelat matematic comportarea descărcătorului.

2.1. *Calculul stării nodurilor neramificate*

În figura 2 este prezentat un circuit format din n linii şi $n+1$ noduri pentru care se cunosc :

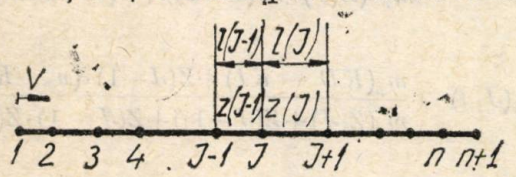


Fig. 2. Circuit neramificat.

impedanţele caracteristice ale liniilor $Z(J)$, viteza de propagare a undelor pe ele v, lungimile liniilor $l(J)$ şi starea nodurilor (curenţi şi tensiuni) la momentul t_0 şi toate momentele anterioare lui. În cele ce urmează s-au utilizat unele notaţii care să uşureze transcrierea unor relaţii de calcul în vederea utilizării calculatorului.

Pentru calculul stării circuitului (curenţi şi tensiuni) la momentul $t = t_0 + \Delta t$ este necesară exprimarea cu ajutorul metodei Bergeron a stării nodurilor, trei dintre ele $J-1$, J şi $J+1$, reprezentate prin cuadripoli fiind arătate în figura 3.

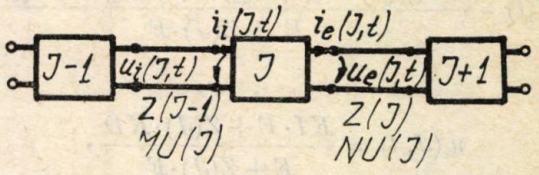


Fig. 3. Reprezentarea nodurilor neramificate.

Distanţele între cuadripoli (noduri) sînt :

$$l(J-1) = v \cdot MU(J) \cdot \Delta t; \quad l(J) = v \cdot NU(J) \cdot \Delta t, \quad (2)$$

cu $MU(J)$ şi $NU(J)$ numere întregi.

Pentru calculul stării cuadripolului J se pot scrie :

— ecuaţia dreptei Bergeron corespunzătoare undei directe la intrare :

$$u_i(J, t) + Z(J-1) \cdot i_i(J, t) = KD, \quad (3)$$

în care constanta KD :

$$KD = u_e(J-1, t - MU(J)\Delta t) + Z(J-1) \cdot$$

$$\cdot i_e(J-1, t - MU(J) \cdot \Delta t),$$

s-a determinat din starea cuadripolului $J-1$ la un moment trecut;

— ecuaţia dreptei Bergeron corespunzătoare undei inverse la ieşire :

$$u_e(J, t) - Z(J) \cdot i_e(J, t) = KI, \quad (4)$$

în care constanta KI :

$$KI = u_i(J+1, t - NU(J) \cdot \Delta t) -$$

$$- Z(J) \cdot i_i(J+1, t - NU(J) \cdot \Delta t),$$

s-a determinat din starea cuadripolului $J+1$ la un moment trecut;

— ecuaţiile generale ale cuadripolului :

$$u_i(J, t) = A_{11} u_e(J, t) + A_{12} \cdot i_e(J, t), \quad (5)$$

$$i_i(J, t) = A_{21} u_e(J, t) + A_{22} \cdot i_e(J, t), \quad (6)$$

în care : A_{11}, A_{12}, A_{21} şi A_{22} sînt parametri fundamentali ai cuadripolului.

Ecuaţiile (3), (4), (5) şi (6) formează un sistem cu necunoscutele $u_i(J, t)$, $i_i(J, t)$, $u_e(J, t)$ şi $i_e(J, t)$ care definesc starea cuadripolului (nodului) J la momentul t. Prin rezolvarea lui rezultă:

$$u_i(J, t)=\frac{KD(Z(J)\cdot A_{11}+A_{12})+KI(A_{11}E-A_{12}F)}{E+Z(J)\cdot F}, \tag{7}$$

$$i_i(J,t)=\frac{KD(Z(J)\cdot A_{21}+A_{22})+KI(A_{21}E-A_{22}F)}{E+Z(J)\cdot F}, \tag{8}$$

$$u_e(J, t)=\frac{KI\cdot E+Z(J)\cdot KD}{E+Z(J)\cdot F}, \tag{9}$$

$$i_e(J, t)=\frac{KD-KI\cdot F}{E+Z(J)\cdot F}, \tag{10}$$

unde s-a notat:

$$E=A_{12}+Z(J-1)\cdot A_{22},$$
$$F=A_{11}+Z(J-1)\cdot A_{21}. \tag{11}$$

Parametrii fundamentali A_{11}, A_{12}, A_{21} şi A_{22} din relaţiile (7)÷(10), iau valori concrete în funcţie de natura cuadripolului (nodului) J. Valorile acestor parametri sînt date în tabelul 1.

Calculul stării nodului $n+1$ de sfîrşit al circuitului (fig. 2) se obţine tot cu relaţiile generale (7)÷(10), punîndu-se suplimentar condiţiile existente la limită. De exemplu, dacă:

— sfîrşitul este în gol: $Z(J)\to\infty$; $i_e(J, t)=0$;

— sfîrşitul este în scurtcircuit: $Z(J)\to 0$; $u_e(J, t)=0\Rightarrow KI=0$.

2.2. *Modelarea undei incidente*

În primul nod al circuitului este necesar să poată fi aplicate unde de tensiune $u(t)$ sau de curent $i(t)$ de forme variate de exemplu: normalizate, rampă sau treaptă. Generatoarele de semnal care produc aceste unde au fost modelate tot prin cuadripoli, cărora li s-au impus condiţii suplimentare bazate pe condiţii fizice şi anume:

a — generatorul ideal de tensiune se poate reprezenta printr-un cuadripol de trecere, avînd $Z(J-1)=0$;

b — generatorul de tensiune cu o rezistenţă internă R se poate considera ca format din doi cuadripoli: generatorul ideal de tensiune şi cuadripolul rezistenţă serie;

c — generatorul ideal de curent se poate reprezenta printr-un cuadripol de trecere cu $Z(J-1)\to\infty$;

d — generatorul de curent cu o rezistenţă R paralel se poate considera ca format din 2 cuadripoli: generatorul ideal de curent şi cuadripolul rezistenţă-paralel.

2.3. *Modelarea funcţionării descărcătorului cu rezistenţă variabilă*

Modelarea matematică a comportării descărcătorului s-a făcut tot cu ajutorul metodei Bergeron, avînd în vedere că în funcţionarea sa se disting 3 etape:

a — tensiunea pe linie este mai mică decît tensiunea de amorsare a descărcătorului, deci, el poate fi considerat practic deconectat;

b — pe linie apare o supratensiune mai mare decît tensiunea de amorsare u_a a descărcătorului, care funcţionează eliminînd supratensiunea, prin el trece curentul de descărcare i_d şi între bornele lui apare tensiunea u_d;

c — supratensiunea a fost eliminată. La bornele descărcătorului este aplicată tensiunea de frecvenţă industrială u, iar prin descărcător trece curentul de însoţire i_t care va fi stins. După aceasta descărcătorul se găseşte din nou în etapa *a*.

În etapa *a* nodul în care este conectat descărcătorul poate fi privit ca un cuadripol de trecere.

Descărcătorul trece în etapa *b*, adică se consideră amorsat în momentul cînd tensiunea la intrare $u_i(J, t)\geqslant u_a(t)$ curba supratensiunii incidente intersectează curba tensiune-timp de amorsare $u_a=f_1(t_a)$. Comportarea descărcătorului în etapele *b* şi *c* este determinată de caracteristica volt-amper a descărcătorului $u_d=f(i_d)$. Pentru deducerea relaţiilor de calcul care definesc comportarea descărcătorului, asimilat cu un cuadripol (fig. 4), s-au scris ecuaţiile dreptelor Bergeron corespunzătoare undelor: directă la intrare, respectiv inversă la ieşire şi teoremele lui Kirchhoff, ţinîndu-se seama de faptul că mărimile u_d şi i_d sînt legate prin relaţia $u_d=f(i_d)$.

S-au obţinut:

$$u_i(J, t)=u_e(J, t)=u_d(J, t)=$$
$$=\frac{m_p(KD\cdot Z(J)+KI\cdot Z(J-1))+n_pZ(J-1)\cdot Z(J)}{m_p(Z(J)+Z(J-1))+Z(J-1)\cdot Z(J)}, \tag{12}$$

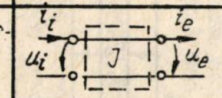
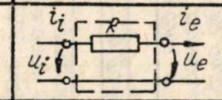
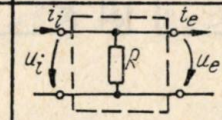
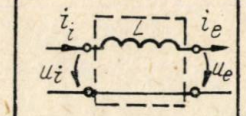
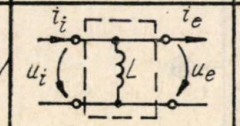
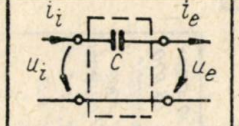
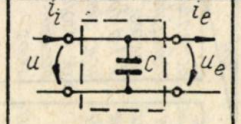
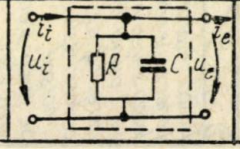
$$i_i(J, t)=\frac{m_p(KD-KI)+Z(J)\cdot(KD-n_p)}{m_p\cdot(Z(J)+Z(J-1))+Z(J-1)\cdot Z(J)}, \tag{13}$$

$$i_e(J, t)=\frac{m_p(KD-KI)+Z(J-1)\cdot(n_p-KI)}{m_p(Z(J)+Z(J-1))+Z(J-1)\cdot Z(J)}, \tag{14}$$

$$i_d(J, t)=$$
$$=\frac{KD\cdot Z(J)+KI\cdot Z(J-1)-n_p\cdot(Z(J)+Z(J-1))}{m_p(Z(J)+Z(J-1))+Z(J-1)\cdot Z(J)}. \tag{15}$$

Valorile parametrilor fundamentali

Tabelul 1

Nr. crt.	Natura cuadripolului J	Schema electrică	Parametrii fundamentali A_{11}	A_{12}	A_{21}	A_{22}	Valoarea constantelor	Valoarea corecției	Observații asupra calculului nodului J
1	Cuadripol de trecere (sau punct al unei linii)		1	0	0	1	kD, kI	—	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10)
2	Rezistență serie		1	R	0	1	kD, kI	—	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10)
3	Rezistență paralel		1	0	$\frac{1}{R}$	1	kD, kI	—	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10)
4	Inductivitate serie		1	$\frac{2L}{\Delta t}$	0	1	$kD_m = kD - UL(t_o)$ kI	$UL(t_o) = u_e(J,t_o) - u_i(J,t_o) - \frac{2L}{\Delta t} i_i(J,t_o)$	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10) în care în locul lui kD se pune kD_m Cu (7) se obține u_i^*, iar $u_i = u_i^* + UL(t_o)$
5	Inductivitate paralel		1	0	$\frac{\Delta t}{2L}$	1	$kD_m = kD - Z(J-1) \cdot IL(t_o)$ kI	$IL(t_o) = \frac{\Delta t}{2L} u_i(J,t_o) + i_i(J,t_o) - i_e(J,t_o)$	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10) în care în locul lui kD se pune kD_m, Cu (8) se obține i_i^*, iar $i_i = i_i^* + IL(t_o)$
6	Capacitate serie		1	$\frac{\Delta t}{2C}$	0	1	$kD_m = kD - UL(t_o)$ kI	$UL(t_o) = \frac{\Delta t}{2C} i_i(J,t_o) + u_i(J,t_o) - u_e(J,t_o)$	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10) în care în locul lui kD se pune kD_m, Cu (7) se obține u_i^*, iar $u_i = u_i^* + UL(t_o)$.
7	Capacitate paralel		1	0	$\frac{2C}{\Delta t}$	1	$kD_m = kD - Z(J-1) \cdot IL(t_o)$ kI	$IL(t_o) = i_e(J,t_o) - i_i(J,t_o) - \frac{2C}{\Delta t} u_i(J,t_o)$	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10) în care în care în locul lui kD se pune kD_m, Cu (8) se obține i_i^*, iar $i = i_i^* + IL(t_o)$
8	Transformator		1	0	$\frac{1}{R} + \frac{2C}{\Delta t}$	1	$kD_m = kD - Z(J-1) \cdot IL(t_o)$	$IL(t_o) = i_e(J,t_o) - i_i(J,t_o) + u_i(J,t_o) \cdot \left(\frac{1}{R} - \frac{2C}{\Delta t}\right)$	Se calculează cu relațiile (7) ÷ (10) în care în locul lui kD se pune kD_m. Cu (8) se obține i_i^*, iar $i_i = i_i^* + IL(t_o)$

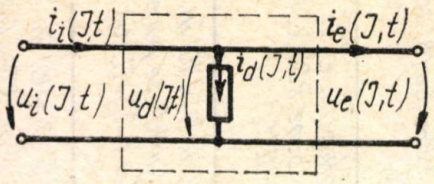


Fig. 4. Reprezentarea descărcătorului.

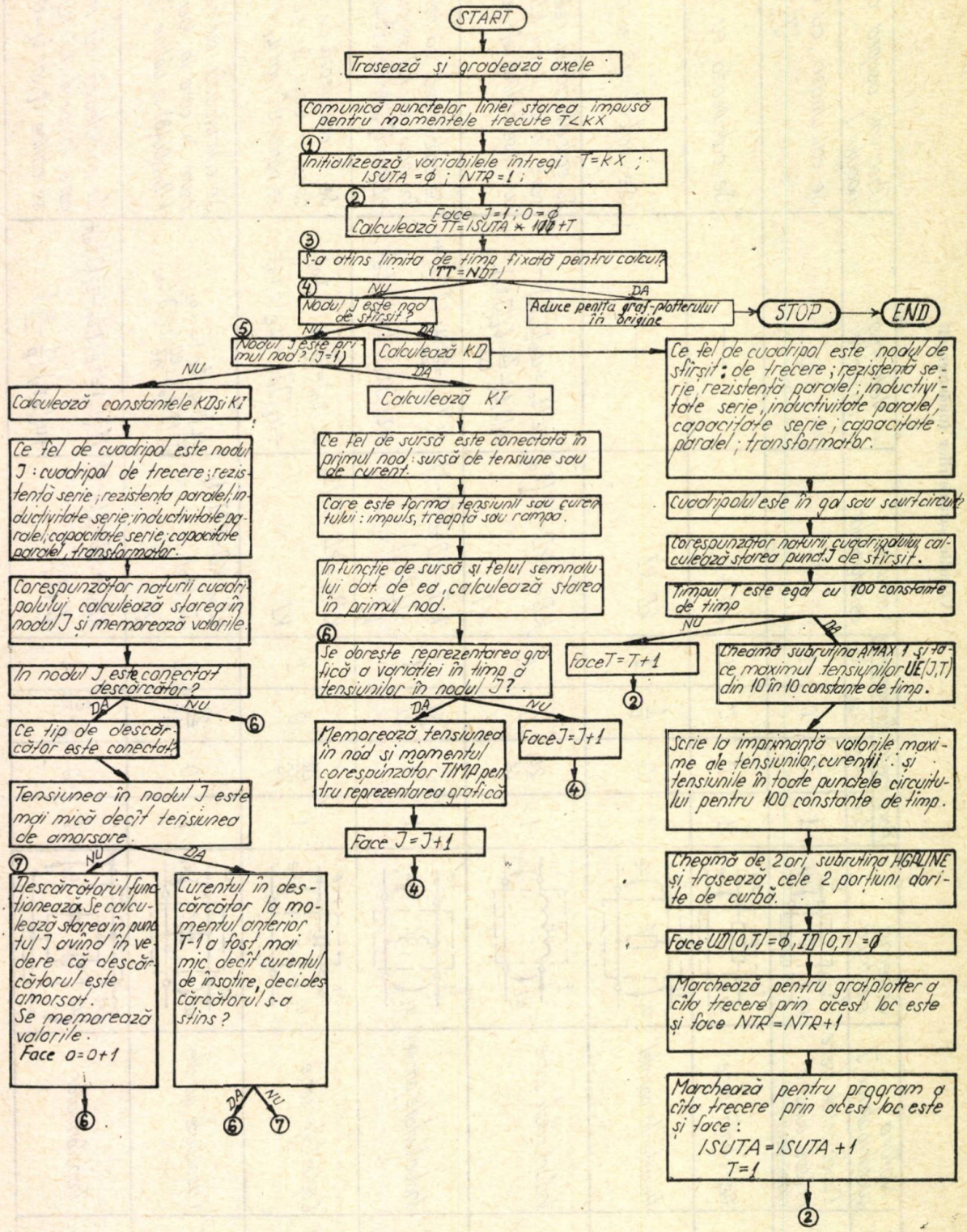


Fig. 5. Schema logică a programului de calcul.

Semnificaţia notaţiilor este cea cunoscută, în plus m_p sînt pantele, iar n_p ordonatele la origine ale segmentelor de dreaptă care aproximează caracteristica neliniară volt-amper a descărcătorului.

În etapa c prin descărcător trece curentul de însoţire i_t. Se consideră că acesta a fost întrerupt dacă scade sub o valoare dată $\hat{i}_{it}$ adică:

$$i_d(J,t) \leqslant \hat{i}_{i_1} \qquad (16)$$

şi descărcătorul trece din nou în etapa a de funcţionare.

2.4. Programul de calcul

Programul de calcul scris în FORTRAN are la bază relaţiile generale de calcul prezentate anterior. El permite calculul variaţiei în timp a tensiunilor şi curenţilor în orice punct al unui post de transformare construit cu echipament capsulat, izolat cu SF_6. De fapt programul este universal, el permiţînd calculul regimului tranzitoriu în orice circuit neramificat. Nu se impun restricţii asupra mărimii pasului de calcul PAS $= \Delta t$, ceea ce permite alegerea acestuia în concordanţă cu configuraţia reală ce trebuie calculată, ţinînd seama atît de lungimea celor mai mici conductoare de legătură care intervin în schemă, cît şi de precizia de calcul care se doreşte a fi obţinută. Numărul de elemente ale circuitului (cu parametri distribuiţi sau concentraţi, transformatoare, descărcătoare) nu este limitat de structura programului ci este dat prin declaraţii de tablou la începutul lui, ceea ce îi conferă o mare flexibilitate.

Programul permite reprezentarea cu ajutorul grafploterului a variaţiei în timp a tensiunilor în două noduri ale circuitului: unul impus prin datele iniţiale, iar celălalt este ultimul nod al circuitului. Schema logică a programului este dată în figura 5.

3. Rezultate obţinute

Pentru tensiunea de 123 kV rezultă ca fiind economică protecţia cu descărcătoare convenţionale [2, 3 7]. S-a cercetat dacă un post de transformatoare capsulat de 123 kV construit cu echipamentul izolat cu SF_6 ce a fost proiectat la I.C.P.E. poate fi protejat eficient împotriva supratensiunilor atmosferice, montînd pe fiecare fază în apropierea intrării în celula de linie cîte un descărcător convenţional D.R.V.M.—102. Ieşirea spre transformatorul de putere se face în linie aeriană, iar echipamentul izolat cu SF_6, are o capsulare monofazată.

Comportarea diverselor variante de scheme de protecţie a fost testată cu ajutorul programului de calcul despre care s-a arătat anterior [2].

Locul de defect s-a considerat situat la 240 m de staţie. A rezultat că protecţia optimă este asigurată montînd cîte un descărcător convenţional pe fiecare fază direct în linia aeriană, la 1,5 m de intrarea în celula de linie, transformatorul fiind plasat la 1,5 m de ieşirea din celula de racord. Variaţia în timp a supratensiunilor şi a valorilor lor maxime la transformator şi la capătul celulei de racord în această situaţie, este dată în figura 6.

Protecţia este eficientă, supratensiunile maxime în toate punctele postului de transformare fiind inferioare valorilor maxime admisibile.

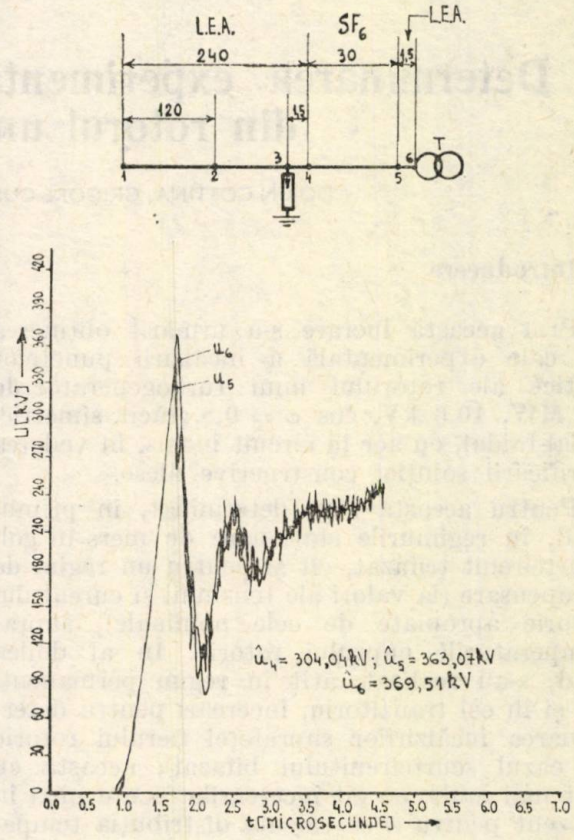


Fig. 6. Variaţia în timp a supratensiunilor.

4. Concluzii

Programul de calcul elaborat permite redarea comportării schemelor de protecţie ale posturilor de transformare făcînd astfel posibilă atît optimizarea, cît şi testarea eficienţei lor.

O schemă de protecţie este eficientă dacă supratensiunile maxime care apar în instalaţia capsulată şi la transformator nu depăşesc valorile maxime admisibile.

În urma calculului a rezultat că postul de transformare capsulat, izolat cu SF_6 de 123 kV, poate fi protejat împotriva supratensiunilor atmosferice cu ajutorul descărcătoarelor convenţionale DRVM—102, soluţie mult mai economică decît utilizarea descărcătoarelor înglobate în SF_6.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ed. did. şi pedag. Buc. 1980.
[2] *Ionescu, F.* Soluţii pentru protecţia împotriva supratensiunilor în instalaţiile cu SF_6. Teză de doctorat, I.P.B. 1978.
[3] *Brauner, G.* Das Verhalten von metallgekapselten und Freiluft—Schaltanlagen bei Naheinschlägen. ETZ—A, 97 (1976), p. 748—752.
[4] *Wahlstrom, B., Holmborn, H., Schei, A.* Overvoltage protection of metal-enclosed SF_6 — substations; Insulation coordination philosophy and surge arrester characteristics. CIGRE 33—03, 1976, p. 1—15.
[5] *Boeck, W., Breilmann, W., König, D., Reuter, E.* Überspannungschutz von Schaltanlagen mit SF_6 — Isolierung in Hochspannungs-Freileitungsnetzen. Hochspannungs-Symposium T.H. Darmstadt, 1977.
[6] *Drăgan, G., Miclescu T., Cristovici, A., Popa B., Golovanov, N.* Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice. Ed. tehnică, Bucureşti, 1975.
[7] *Prinz, H., Zaengl, W., Völker, O.* Das Bergeron-Verfahren zur Lösung von Wanderwellen. Bull. SEV 53, 1962, p. 725—739.

CZ 621.313

MAŞINI ELECTRICE MARI
ÎNCĂLZIREA ROTORULUI

Determinarea experimentală a cîmpului de temperaturi din rotorul unui turbogenerator

DORIN COSTINA, GRIGORE CURIAC şi DANA POPESCU * — BUCUREŞTI

Introducere

Prin această lucrare s-a urmărit obţinerea pe cale experimentală a încălzirii punctelor critice ale rotorului unui turbogenerator de 12 MW, 10,6 kV, cos $\varphi = 0{,}8$, răcit simetric, axial-raidal, cu aer în circuit închis, în vederea verificării soluţiei constructive alese.

Pentru aceasta s-au determinat, în primul rînd, în regimurile staţionare de mers în gol, scurtcircuit trifazat, cît şi pentru un regim de compensare (la valori ale tensiunii şi curentului rotoric apropiate de cele nominale), supratemperaturile cuprului rotoric. În al doilea rînd, s-au realizat, atît în regim permanent, cît şi în cel tranzitoriu, încercări pentru determinarea încălzirilor suprafeţei fierului rotoric în cazul scurtcircuitului bifazat; aceasta cu atît mai mult, cu cît încercările făcute pînă în prezent pentru a se calcula distribuţia temperaturilor pe suprafaţa corpului rotoric la funcţionarea maşinii în condiţii de nesimetrie statorică nu au dat rezultate satisfăcătoare.

1. Principiul de măsură

Schema de principiu utilizată pentru măsurarea temperaturii unui punct de pe rotor, într-un regim staţionar de funcţionare a turbogeneratorului încercat este prezentată în figura 1a: conductoarele termocuplului cupru-constantan pornind de la joncţiunea de măsură trec prin joncţiunea de referinţă (cu temperatură constantă) şi ajung, prin intermediul unor contacte alunecătoare speciale de tip inel-perie, la un canal de măsură al unui potenţiometru-înregistrator cu autocompensare [1].

Contactul constantan-cupru din zona joncţiunii de referinţă crează un termocuplu parazit (θ_p) a cărui tensiune termoelectromotoare este anulată cu ajutorul termocuplului (θ_c), montat în imediata apropiere.

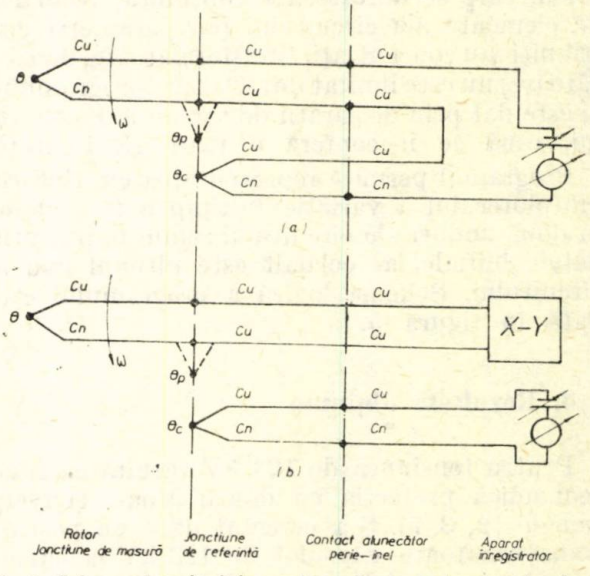


Fig. 1. Schema de principiu pentru măsurarea temperaturilor: *a* — în regim staţionar; *b* — în regim tranzitoriu

Pentru măsurarea încălzirilor la funcţionarea maşinii în regim tranzitoriu s-a utilizat schema de principiu arătată în figura 1 b. Deoarece s-a constat că în regimul permanent de mers în gol neexcitat, joncţiunea de măsură are temperatura joncţiunii de referinţă, termocuplul de măsură fiind, deci, compensat de termocuplul parazit propriu, format la această

* Ing. Costina, D. — Întrep. de maşini grele — Bucureşti; Ing. Curiac, Gr. şi ing. Popescu, D. — Inst. de cercet. ştiinţifică şi ingin. tehnologică pentru echipamente energ. şi maş. de ridicat.

joncţiune, se poate obţine direct, cu ajutorul unui milivoltmetru înregistrator (X — Y), variaţia în timp a supratemperaturii punctului de măsură; pentru înregistrarea temperaturii joncţiunii de referinţă în rotaţie s-a utilizat un circuit de măsură realizat dintr-un termocuplu montat în imediata apropiere a acesteia şi conectat, printr-un cablu de compensare, la un potenţiometru înregistrator cu autocompensare.

2. Implementarea termocuplelor

Amplasarea şi fixarea termocuplelor, date fiind viteza periferică şi raza mare a rotorului, au necesitat o atenţie deosebită. Valorile temperaturilor punctelor de măsură au fost obţinute cu ajutorul a 73 de termocuple montate pe rotor, dintre care 54 aparţin cuprului înfăşurării de excitaţie (TC 1 ÷ 9, 11 ÷ 19, 21 ÷ 29, 31 ÷ 39, 41 ÷ 49, 51 ÷ 59), restul de 19

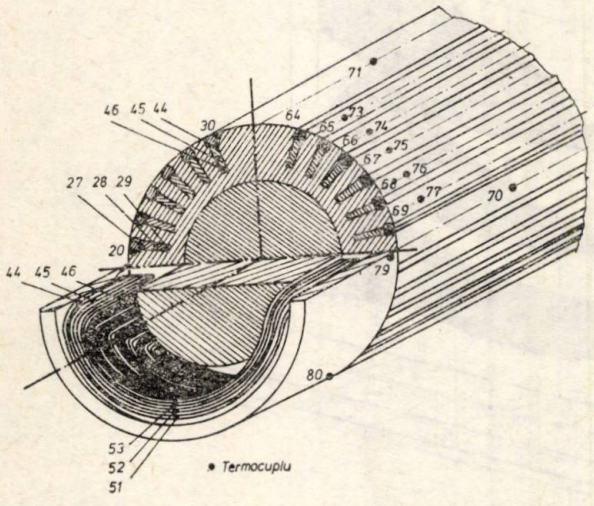


Fig. 2. Amplasarea termocuplelor în rotorul turbogeneratorului.

fiind repartizate astfel: 4 la interfeţele panădinte (TC 10, 20, 30, 40), 6 pe penele de închidere ale crestăturilor (TC 64 ÷ 69), 2 pe axele interpolare (TC 70, 72), 1 pe axa polară (TC 71), 5 pe dinţi (TC 73 ÷ 77) şi 1 pe bandaj (TC 80). Amplasarea acestora este indicată în figura 2.

Fixarea joncţiunilor termocuplelor în punctele de măsură s-a făcut prin lipire cu ajutorul unui chit epoxidic; cele din înfăşurare au fost în prealabil izolate faţă de cupru, cu ajutorul unui lac izolant, pentru a preveni posibilitatea ca unele părţi ale sistemului de măsură să fie puse sub tensiune. Scoaterea conexiunilor din locul de montare a joncţiunilor de măsură spre capătul rotorului s-a realizat pe sub penele de închidere ale crestăturilor prin două canale radiale, executate special sub capetele frontale ale bobinelor, şi printr-un canal realizat în axul maşinii.

Dispozitivul de transmitere a tensiunilor termoelectromotoare ale termocuplelor la aparatele de măsură a avut 200 de contacte alunecătoare perie-inel (din grafit-argint, şi, respectiv, aliaj cupru-argint).

3. Măsurarea încălzirilor

Încercarea la încălzire s-a făcut în primul rînd prin metoda indirectă — maşina avînd asigurată răcirea normală este supusă succesiv la încălziri datorate diferitelor feluri de pierderi existente în maşina funcţionînd la regim normal; în baza rezultatelor obţinute ca urmare a acestor încercări la mers în gol neexcitat, (GN), mers în gol la tensiunea nominală (G) şi în regimul de scurtcircuit trifazat, (Sc), la curentul nominal, se pot predetermina încălzirile din regimul normal de funcţionare.

În al doilea rînd, s-a realizat o încercare directă de încălzire într-un regim de compensare, (C), apropiat ca valori ale tensiunii şi curentului rotoric de regimul nominal. Astfel, avînd la dispoziţie o maşină sincronă suplimentară cu date nominale apropiate ca valori cu maşina de încercat, s-a realizat schema de principiu din figura 3: atît maşina de încercat, cît şi maşina suplimentară se sincronizează, apoi concomitent se măreşte excitaţia maşinii de încercat şi se micşorează excitaţia maşinii suplimentare pînă la valorile necesare.

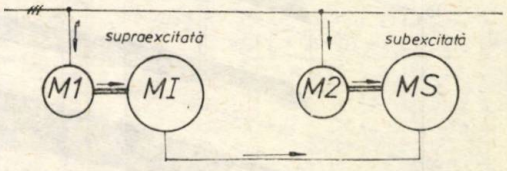


Fig. 3. Schema de principiu pentru regimul de compensare.

Pentru determinarea încălzirilor suprafeţei fierului rotoric s-au realizat suplimentar încercări la încălzire şi în regim de scurtcircuit bifazat permanent; pentru a nu risca supraîncălziri nepermise pentru partea frontală a bobinajului rotoric, datorită cîmpurilor inverse de dispersie, curenţii de scurtcircuit nu au depăşit însă 30% din valoarea curentului nominal.

Variaţiile supratemperaturilor suprafeţei rotorice în condiţiile scurtcircuitului bifazat tranzitoriu s-au obţinut în condiţiile aplicării unei tensiuni de excitaţie, iniţial majorate, pentru reducerea timpului de atingere a curentului de scurtcircuit. Datele necesare realizării acestui regim (tabelul 1) s-au obţinut pe baza caracteristicii de scurtcircuit bifazat, ridicată în prealabil (fig. 4), durata încercării pentru fiecare valoare aleasă a curentului corespunzînd timpului t dat de relaţia coeficientului energetic [2, 3, 4]:

$$(I_2/I_N)^2 . t = 10,$$

în care I_2 reprezintă valoarea curentului de scurtcircuit bifazat, iar I_N curentul nominal.

Tabelul 1

Datele necesare realizării regimurilor de scurtcircuit bifazat tranzitoriu

	0,8 I_N	0,9 I_N	1,0 I_N	1,1 I_N	1,2 I_N	1,3 I_N	1,3 I_N
I_{2c} (A)	1100	1235	1375	1515	1655	1785	1785
I_{2m} (A)	1080	1260	1400	1540	1648	1840	1860
I_e (A)	154,0	173,5	192,5	212,5	232,0	251,0	251,0
t (s)	15,5	12,5	10,0	8,5	7,0	6,0	10,0
$\left(\frac{I_{2m}}{I_N}\right)^2 \times t$ (s)	9,548	10,488	10,360	10,662	10,055	10,745	18,300

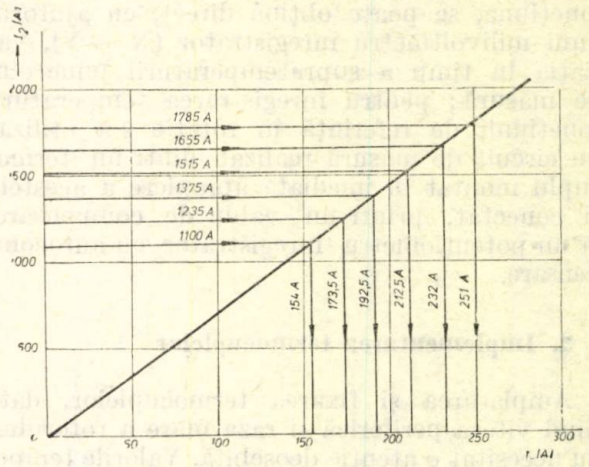


Fig. 4. Caracteristica de scurtcircuit bifazat.

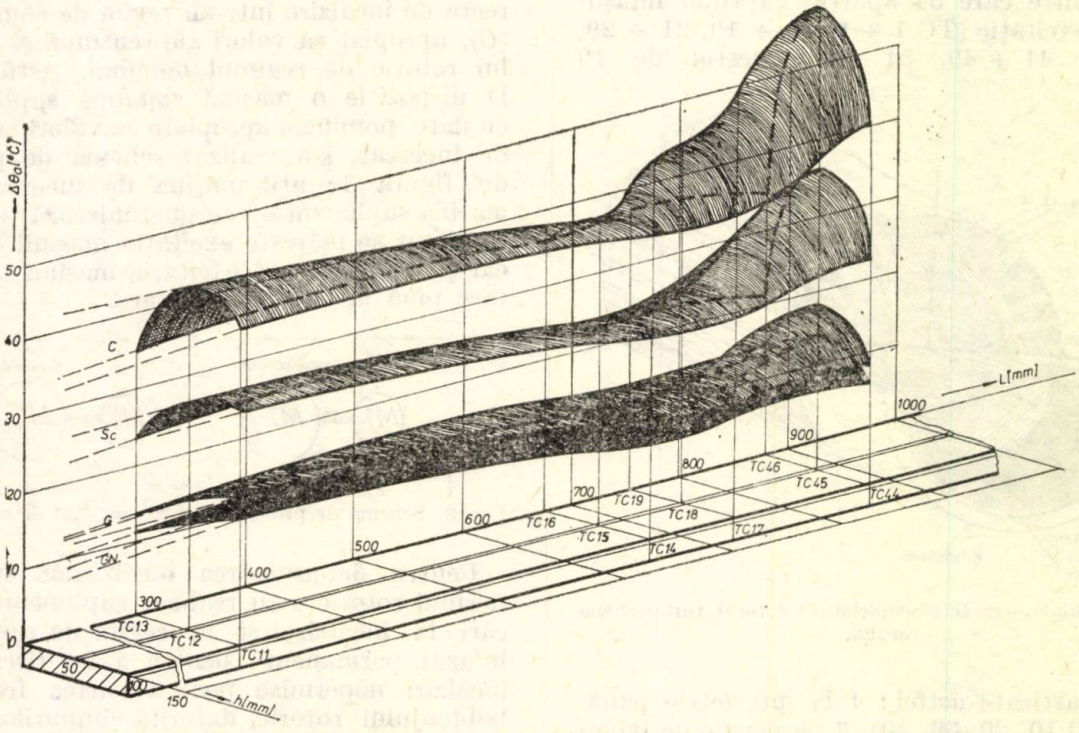


Fig. 5. Cîmpul de temperaturi al barei rotorice în diferite regimuri de funcţionare a maşinii.

4. Rezultate obţinute

Rezultatele obţinute dau o imagine a cîmpului supratemperaturilor cuprului barelor înfăşurării de excitaţie, ca de exemplu cea din figura 5.

O primă constatare asupra bunului mers al încercărilor la încălzire executate asupra rotorului o oferă faptul că punctele ce dau variaţia supratemperaturilor cuprului funcţie de pătratul curentului de excitaţie, pentru diferite regimuri permanente de funcţionare realizate, se înscriu practic pe o dreaptă (fig. 6).

Creşterile de temperatură măsurate cu termocuplele amplasate pe suprafaţa fierului rotoric, în diferite regimuri de funcţionare realizate, inclusiv regimul de scurtcircuit bifazat permanent la 0,3 I_N sînt prezentate sintetic în figura 7.

În regim de scurtcircuit bifazat tranzitoriu s-a înregistrat variaţia în timp a supratemperaturilor în diferite puncte de pe suprafaţa fierului rotoric; astfel, în figura 8 este arătată variaţia în timp a încălzirii pe axa polară.

Pentru termocuplele plasate pe suprafaţa fierului rotoric s-a putut verifica caracterul liniar, precum şi limita pînă la care acesta se menţine, al creşterilor de temperatură pentru diferite valori date coeficientului energetic $(I_2/I_N)^2 \times t$ (figura 9).

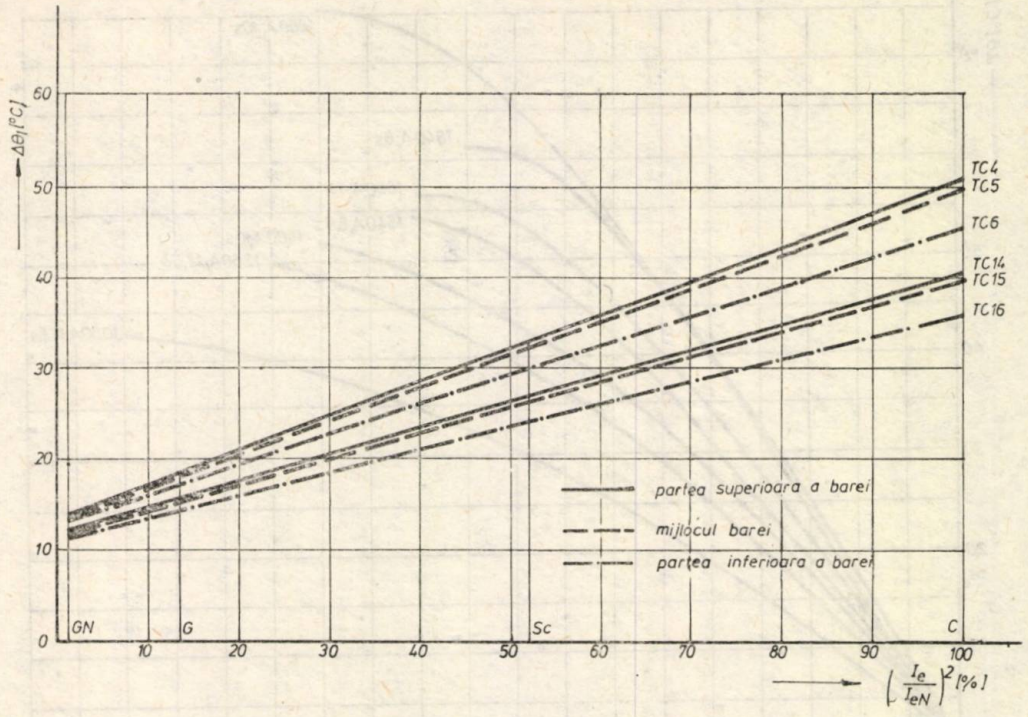


Fig. 6. Variația supratemperaturii cuprului rotoric cu pătratul curentului de excitație.

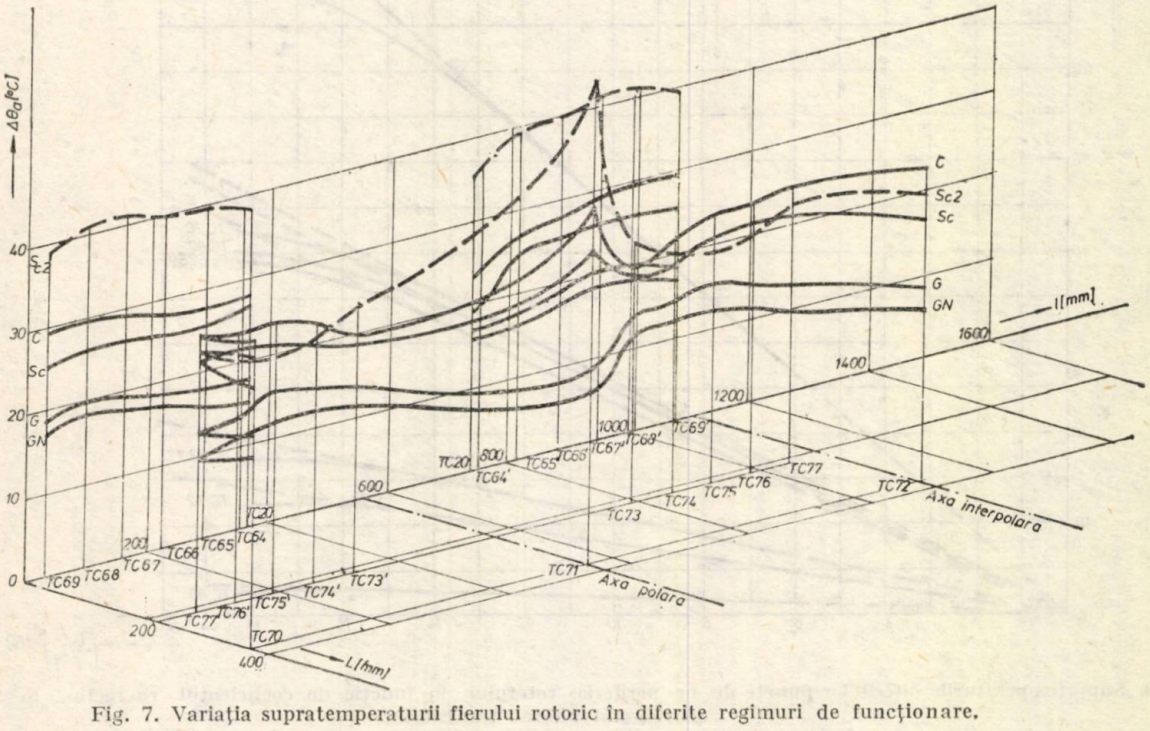


Fig. 7. Variația supratemperaturii fierului rotoric în diferite regimuri de funcționare.

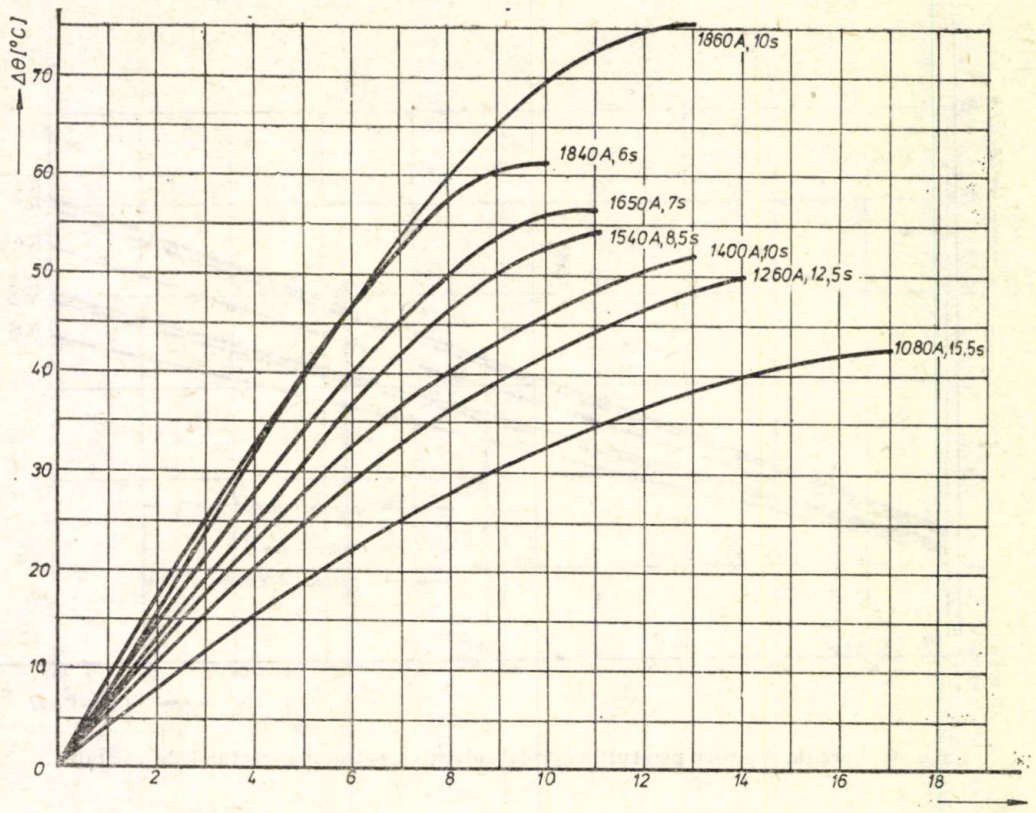


Fig. 8. Variația în timp a supratemperaturii în axa polară, la scurtcircuit bifazat tranzitoriu.

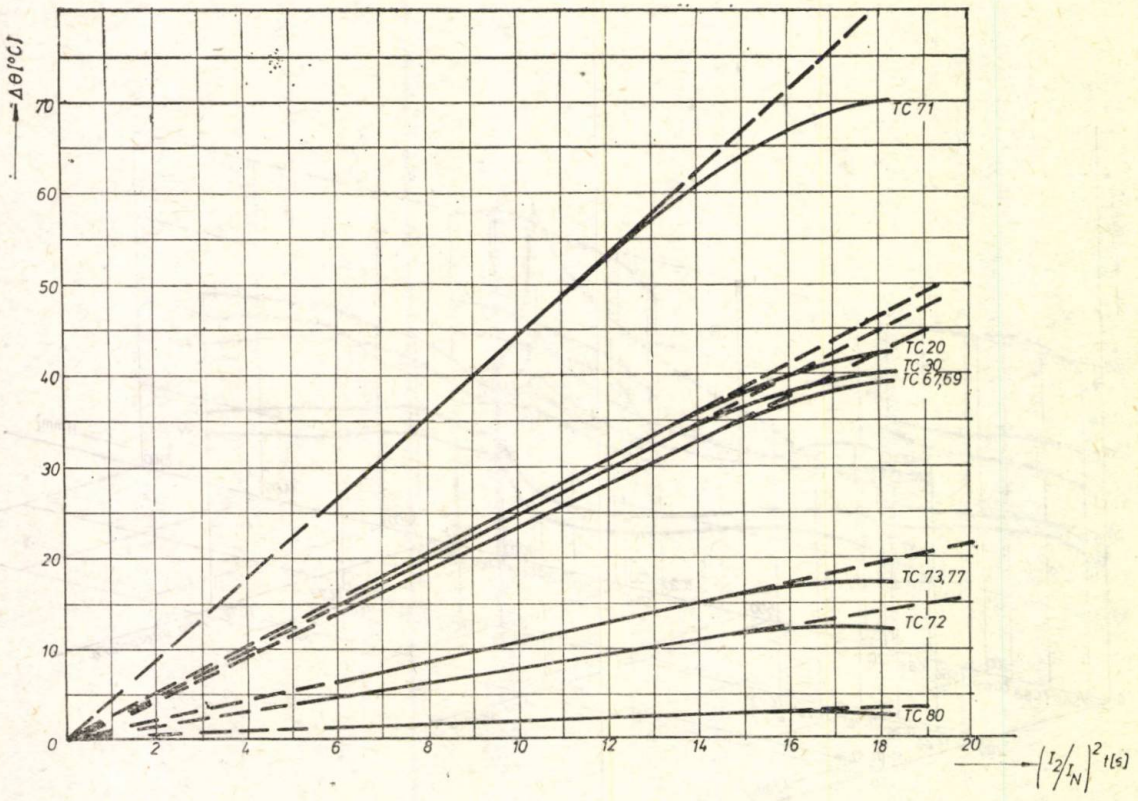


Fig. 9. Supratemperaturile diferitelor puncte de pe periferia rotorului în funcție de coeficientul energetic, în regim de scurtcircuit bifazat tranzitoriu.

5. Concluzii

Concluziile ce se impun tipului constructiv studiat sînt:

— pentru înfăşurarea de excitaţie se observă, în special în cazul unui regim apropiat de cel nominal al maşinii, că încălzirea maximă apare la mijlocul înălţimii barei unde posibilităţile de ventilaţie sînt mai scăzute; în lungul corpului rotoric supratemperaturile cresc spre zona centrală a maşinii;

— gradientul de temperatură maxim se obţine în zona capetelor de bobină unde, datorită spaţiilor mai mari, libere, dirijarea agentului de răcire nu poate fi bine controlată;

— încălzirile capetelor de bară diferă de la o bobină la alta datorită nesimetriei condiţiilor de ventilaţie;

— punctul cel mai cald al bobinajului rotoric s-a înregistrat la mijlocul capătului bobinei exterioare;

— prin studiul comparativ al variaţiei supratemperaturii punctului celui mai cald şi a mediei încălzirii bobinajului rotoric, funcţie de pătratul curentului de excitaţie şi ţinînd cont de clasa de izolaţie a rotorului se poate determina prin extrapolare curentul de excitaţie maxim admisibil, şi deci se pot stabili mai exact eventualele rezerve ale maşinii;

— încălzirile datorate curenţilor turbionari induşi de cîmpul invers, înregistrate în încercările la scurtcircuit bifazat permanent pentru fierul rotoric se grupează în patru domenii de temperaturi: punctele cele mai calde se întîlnesc în zonele polare, urmează interfeţele pană-dinte, apoi dinţii rotorici, inclusiv axa interpolară, iar încălzirile cele mai mici s-au măsurat pe bandaj;

— dispersia maximă a valorilor s-a înregistrat în punctele de măsură amplasate pe interfeţele pană-dinte aceasta datorîndu-se în principal tehnologiei de montaj;

— încălzirile înregistrate în regim de scurtcircuit bifazat tranzitoriu menţin o aceeaşi grupare a valorilor ca şi în cazul regimului similar permanent;

— valoarea maximă a supratemperaturii obţinute pentru termocuplul din axa polară indică faptul că, în funcţionarea maşinii, nu vor apărea valori ale temperaturilor care să pericliteze proprietăţile fierului rotoric.

Bibliografie

[1] *Gurevici, E.* Teplovîe ispitania i isledovania electriceskih maşin. Leningrad. Izd. Energhia. 1977.

[2] *Barret, Ph., Heuillard, J. F., Coustere, A.* Stresses on turboalternators under unbalanced conditions. CIGRE. 11—11. 1970 Sesion.

[3] *Blaylock, A.R., Hindmarsh, R., Foster, K.A.* Some critical aspects of generator capability under unbalanced operating conditions. IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol **PAS —96**, nr. 5, September/October, 1977.

[4] *Williamson, A.C.* Measurement of rotor temperatures of a 500 MW turbine generator with unbalanced loading. În: Proc. IEE, vol **123**, nr. 8, August 1976.

CZ 621.3.016:621.374

PUTERE ELECTRICĂ REACTIVĂ
CIRCUITE MONOFAZATE

Înregistrarea puterii reactive din circuitele monofazate folosind înregistratorul indigen E535-W-M3 echipat cu un multiplicator Hall

AVRAM HELER, MARIANA TITIHĂZAN, BERE IOAN * — TIMIŞOARA

Introducere

Realizarea unor bilanţuri energetice reale, utile şi eficiente, impune folosirea unor date certe rezultate din măsurarea unor mărimi electrice de-a lungul unor intervale de timp mai mari. Aparatele electrice înregistratoare sînt recomandate pentru astfel de studii.

În lucrare se prezintă o posibilitate de înregistrare a puterii electrice reactive dintr-un circuit monofazat folosind un înregistrator indigen tip E535—W—M3, echipat cu un multiplicator Hall.

Înregistratorul E535—W—M3 face parte din seria înregistratoarelor electronice miniatură, cu o peniţă tip E35, pentru semnale de tensiune continuă (535), cu diagrama roluită (W) şi semnalizare la depăşirea limitei superioare şi a celei inferioare (M3), fiind un produs al Intreprinderii de elemente de automatizări (I.E.A.)— Bucureşti.

1. Multiplicatorul Hall

Schema electrică a multiplicatorului Hall [1...6] este prezentată în figura 1.

Tensiunea Hall u_H, ca valoare instantanee, se poate scrie [1, 2] sub forma:

$$u_H = K i_C B, \text{ [V]}, \qquad (1)$$

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — Timişoara.

în care,

K este sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall [V/AT];

i_C — valoarea instantanee a curentului de comandă [A];

B — valoarea instantanee a inducției magnetice [T], normală la suprafața plăcuței semiconductoare SH.

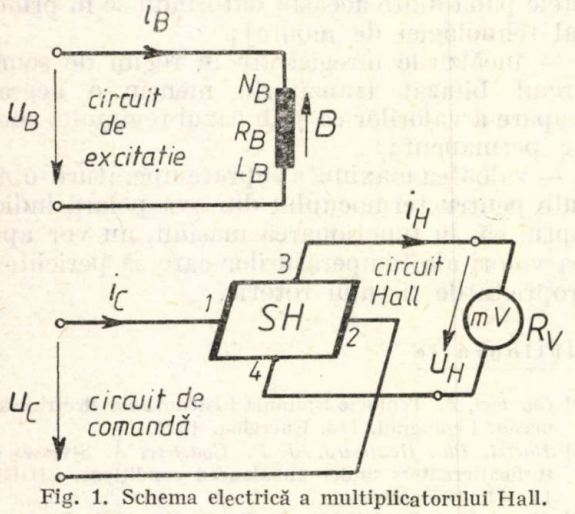


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

Pentru plăcuța semiconductoare SH se definesc:

— rezistența interioară transversală R_{iH}, între bornele 3 și 4, cînd circuitul de comandă este deschis;

— rezistența interioară longitudinală R_{iC}, între bornele 1 și 2, cînd circuitul Hall este deschis.

Circuitul de excitație al multiplicatorului Hall, avînd N_B spire parcurse de curentul i_B, rezistența ohmică R_B și inductivitatea L_B, creează în întrefierul circuitului magnetic, în care se află sonda Hall (SH), cîmpul magnetic de inducție B. Pentru scopul urmărit în lucrare, circuitul de excitație al multiplicatorului trebuie să asigure o proporționalitate directă între inducția magnetică B și curentul i_B (ambele mărimi sînt considerate funcții sinusoidale), adică să se poată scrie:

$$B = K_B N_B i_B, \tag{2}$$

în care,

K_B — este o constantă ce depinde de dimensiunile geometrice ale circuitului magnetic și de permeabilitatea sa magnetică.

Înlocuind pe (2) în (1) se obține:

$$u_H = K_H i_C i_B, \tag{3}$$

unde,

$K_H = KK_B N_B$, în Ω/A, este o constantă pentru multiplicatorul Hall dat.

Din expresia tensiunii Hall (3) rezultă că aceasta este proporțională cu produsul a două mărimi, i_C și i_B, de unde rezultă caracterul de multiplicator Hall.

Dacă cei doi curenți i_C și i_B sînt mărimi sinusoidale, defazate între ele cu unghiul ψ, atunci valoarea medie a tensiunii Hall în raport cu o perioadă se poate scrie sub forma:

$$U_{Hmed} = \frac{1}{T}\int_0^T K_H i_C i_B \, dt = K_H I_C I_B \cos\psi. \tag{4}$$

Prin I_C și I_B s-au notat valorile efective ale intensității curentului de comandă, respectiv a celui din circuitul de excitație.

Această tensiune Hall medie poate fi măsurată cu un instrument magnetoelectric mV, conectat în circuitul Hall (fig. 1), a cărui rezistență interioară $R_v \gg R_{iH}$.

2. Posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la măsurarea puterii reactive în circuitele monofazate

Dacă se asigură ca unul din cei doi curenți (de exemplu I_B) să fie direct proporțional cu I (curentul din circuitul monofazat a cărui putere reactivă se măsoară), iar celălalt, adică I_C, să fie direct proporțional cu tensiunea la borne

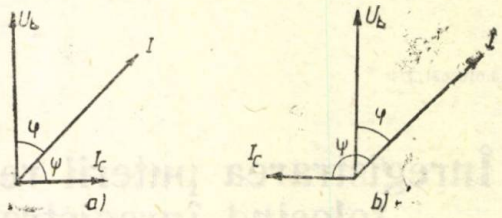


Fig. 2. Diagrama fazorială U_b, I, I_C.

U_b a aceluiași circuit, dar defazat față de aceasta cu $\frac{\pi}{2}$, în urmă sau înainte (fig. 2a, respectiv 2b), atunci se poate scrie:

$$I_B = K_I I; \quad I_C = K_U U_b; \quad \psi = \frac{\pi}{2} \mp \varphi. \tag{5}$$

Pentru U_{Hmed} (4), rezultă expresia:

$$U_{Hmed} = K_H I_C I_B \cos\psi = K_H K_U U_b K_I I \cos\left(\frac{\pi}{2} \mp \varphi\right),$$

$$U_{Hmed} = \pm K_Q U_b I \sin\varphi = \pm K_Q Q, \tag{6}$$

unde,

$K_Q = K_H K_U K_I$, o constantă în [V/var];
$Q = U_b I \sin \varphi$, puterea reactivă din circuit [var];
φ, unghiul de defazaj dintre U_b și I.

Măsurînd tensiunea Hall medie în raport cu o perioadă, cu un milivoltmetru magnetoelectric mV, se obține puterea reactivă:

$$Q = U_b I \sin \varphi = \triangleq \frac{1}{K_Q} U_{Hmed} = \triangleq C_Q U_{Hmed}. \quad (7)$$

Milivoltmetrul mV poate fi etalonat direct în var, rezultînd:

$$Q = \triangleq C_Q U_{Hmed} = \triangleq C_v \alpha_v, \quad (8)$$

unde:

C_v este constanta varmetrului Hall [var/div];
α_v — numărul de diviziuni de pe scala milivoltmetrului [div].

După felul cum se asigură îndeplinirea condițiilor de forma (5) rezultă diferite scheme electrice pentru măsurarea și înregistrarea puterilor reactive din circuitele monofazate [2, 3, 4], deci și pentru realizarea varmetrelor Hall indicatoare, respectiv înregistratoare.

Valoarea nominală a curentului de comandă depinde de tipul materialului semiconductor din care este confecționată sonda Hall (SH). De aceea, alegerea schemei de principiu, depinde de materialul semiconductor folosit. De exemplu, pentru *In* Sb, *In*As, valoarea nominală a curentului de comandă este de circa 100 mA (chiar 400 mA pentru sonda FA-24 Siemens), iar pentru *Ge* este de ordinul miliamperilor. Ca urmare, sonda de *Ge* conduce la scheme în care circuitul de tensiune al varmetrului Hall este circuitul de comandă al multiplicatorului Hall (sonda FA-24 ar conduce la consumuri exagerat de mari în circuitul de tensiune).

3. Schema multiplicatorului Hall utilizat la echiparea înregistratorului E535—W—M3

Dispunînd de o sondă Hall de *InAs*, care are curentul de comandă nominal de 35 mA, impunînd un domeniu maxim de curent $I = 10$A și erori de metodă cît mai mici, s-a folosit schema de principiu, montaj aval, din figura 3.

Pentru această schemă se poate scrie:

$$I_C = (g_C - jb_C)\underline{U}_b; \quad I_B = (g_C - jb_C)\underline{U}_b + \underline{I}, \quad (9)$$

în care g_C și b_C reprezintă conductanța, respectiv susceptanța circuitului de comandă, avînd deci expresiile:

$$g_C = \frac{R_C}{R_C^2 + X_C^2}; \quad b_C = \frac{X_C}{R_C^2 + X_C^2}. \quad (10)$$

Rezistența R_{fC} este considerată înglobată în R_C.

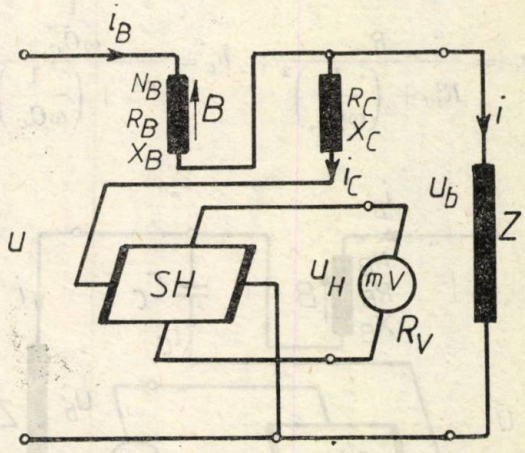


Fig. 3. Schema electrică a multiplicatorului Hall pentru măsurarea puterii reactive.

Operînd cu mărimi complexe [1, 4], valoarea medie a tensiunii Hall dată de (3), se poate scrie ca parte reală ($\Re_e$) din $\{K_H \underline{I}_C \underline{I}_B^*\}$, adică:

$$U_{Hmed} = K_H \Re_e \{\underline{I}_C \underline{I}_B^*\}, \quad (11)$$

unde,

I_B^* este conjugata mărimii complexe $\underline{I}_B$.

Ținînd seama de expresiile lui I și $\underline{I}_B$ (9) se poate scrie:

$$U_{Hmed} = K_H \Re_e \{\underline{I}_C \underline{I}_B^*\} = K_H (g_C P + b_C Q + I_C^2). \quad (12)$$

Tensiunea $\underline{U}_b$ a fost considerată ca fiind în axa reală.

Din (12) se vede că în expresia tensiunii Hall medii (măsurate, respectiv înregistrate) apar trei termeni:

— primul $g_C P$, proporțional cu puterea activă din circuitul monofazat respectiv;
— al doilea $b_C Q$, proporțional cu puterea reactivă din același circuit;
— al treilea este I_C^2, pătratul curentului din circuitul de comandă al multiplicatorului Hall.

Dacă se urmărește măsurarea sau înregistrarea, prin tensiunea Hall medie, doar a puterii reactive Q, rezultă o eroare relativă de metodă:

$$\varepsilon_r\% = \left(\frac{R_C}{X_C} \operatorname{cotg} \varphi + \frac{1}{X_C} \frac{U_b}{I \sin \varphi}\right) 100. \quad (13)$$

La U_b, I și φ dați se obține o eroare relativă de metodă cu atît mai mică cu cît X_C este mai mare și R_C mai mic.

De remarcat că din semnul lui U_{Hmed} (6) se poate deduce caracterul inductiv sau capacitiv al circuitului monofazat în care se măsoară (înregistrează) puterea reactivă.

Autorii au realizat şi experimentat un multiplicator Hall a cărui schemă electrică este reprezentată în figura 4, la care :

$$g_C = \frac{R_{iC}}{R_{iC}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_C}\right)^2}; \quad b_C = \frac{\frac{1}{\omega C_C}}{R_{iC}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_C}\right)^2}; \tag{14}$$

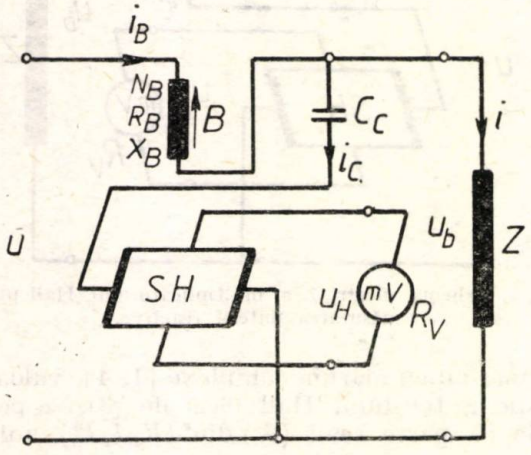


Fig. 4. Schema experimentată de autori.

$$\varepsilon_r\% = \left(\omega R_C C_C \operatorname{cotg} \varphi + \frac{\omega C_C U_b}{I \sin \varphi}\right) 100.$$

Se vede că reducerea erorii relative de metodă ε_r, conduce la realizarea schemei cu un condensator de capacitate C_C cît mai mică. Pe de altă parte însă, din (12) rezultă că la asemenea valori ale lui C_C se obţine o tensiune U_{Hmed} mică la aceleaşi U_b, I şi φ, ceea ce înseamnă sensibilitate redusă.

Din expresia lui $\varepsilon_r\%$ (13) mai rezultă că pentru reducerea acestei erori se recomandă folosirea de sonde Hall cu rezistenţa R_{iC} cît mai mică, neglijabilă faţă de reactanţa capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C_C}$.

4. Rezultate experimentale

Circuitul magnetic al multiplicatorului Hall realizat a fost confecţionat din tole silicioase, tip ($E + I$), coloana din mijloc avînd secţiunea 20 × 20 mm şi un întrefier $\delta = 1{,}2$ mm, în care este plasată sonda Hall.

Înfăşurarea de excitaţie cu $N_B = 50$ spire, plasată pe coloana din mijloc a circuitului magnetic, este confecţionată din sîrmă de cupru emailat cu $\varnothing = 1{,}5$ mm şi are parametrii $R_B = 0{,}065\ \Omega$, respectiv $L_B = 1{,}322$ mH.

Dependenţa $B = f(I_B)$, dată de relaţia (2), obţinută experimental, este reprezentată în figura 5, ea fiind liniară pentru $0 < I_B < 5$A, adică $0 < I_B N_B < 250$ Asp. La $I_B = 10$ A, abaterea de la liniaritate este de 4,2%. Inducţia magnetică B, din întrefierul δ, în care s-a montat sonda Hall, a fost măsurată cu un teslametru Hall tip METRA.

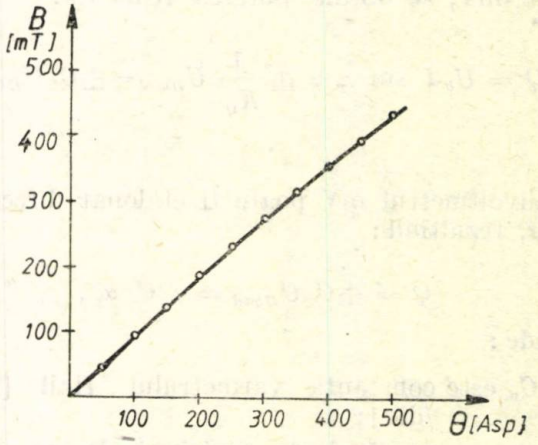


Fig. 5. Dependenţa $B = f(\theta)$.

În măsurătorile efectuate în cadrul catedrei s-a folosit o sondă Hall tip SV200/II-Siemens, din InAs, cu sensibilitatea în sarcină $K \geqslant 6$V/AT la $B = 0{,}5$ T şi $I_{Cn} = 35$ mA, avînd dimensiunile 2 × 1 × 0,5 mm, iar $R_{iC} = 36\ \Omega$.

Pentru determinarea constantei multiplicatorului Hall realizat K_H (4) s-a utilizat montajul ce are schema din figura 6, măsurînd pe U_H şi I_C cu instrumente de clasa de precizie 0,1, iar I_B cu instrument de clasa 0,5. Modificînd parametrii R şi L ai impedanţei de sarcină Z, s-au putut face măsurători pentru diferite valori ale unghiului de defazaj φ. În figura

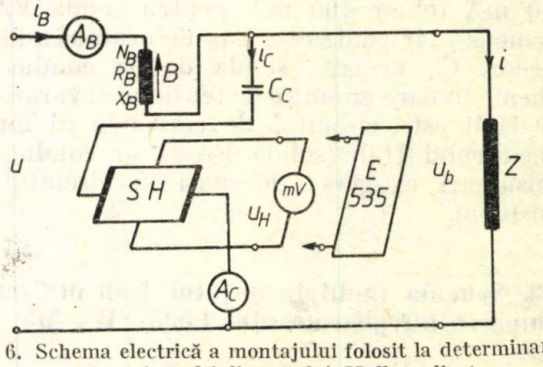


Fig. 6. Schema electrică a montajului folosit la determinarea constantei multiplicatorului Hall realizat.

7 sînt prezentate dependenţele $U_{Hmed} = f(I_B)$ pentru două valori ale lui I_C (ca parametru), adică $I_C = 2$ mA şi $I_C = 20$ mA, rezultînd în ambele cazuri, pe porţiunile liniare, $K_H = 0{,}444\ \Omega$/A, aceeaşi pentru diferite valori ale lui φ.

Din figura 7 se vede că la I_C = constant, ceea ce înseamnă tensiune U_b constantă (ca valoare efectivă), tensiunea Hall variază liniar

cu I_B (care e proporțional cu I) numai pentru $I_B < (6 \sim 7)$ A, la circuitul de excitație realizat. Micșorînd numărul de spire N_B, crește valoarea lui I_B pînă la care se păstrează liniaritatea.

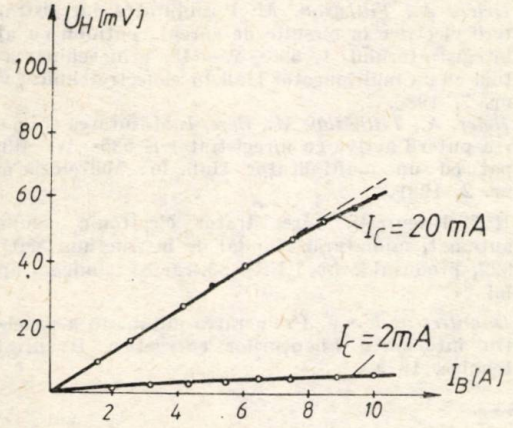


Fig. 7. Dependența $U_H = f(I_B)$ la I_C parametru.

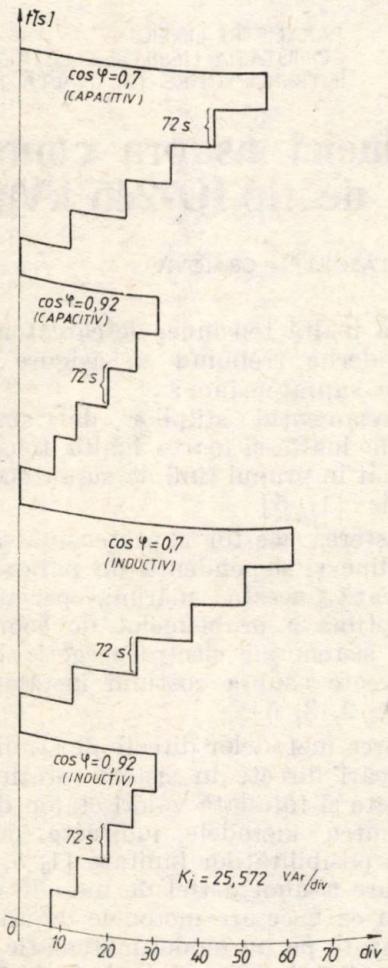


Fig. 8. Copii de pe diagrama de înregistrare.

Prin mărirea curentului de comandă I_C, ceea ce înseamnă (la U_b = constant) mărirea lui C_C, se poate obține (în dauna creșterii erorii ε_r) o tensiune Hall, $U_H \simeq 100$ mV, pe un domeniu liniar, putîndu-se folosi pentru înregistrare un înregistrator E 535—W—M3 cu domeniu standardizat de (0—100) mV. Acest înregistrator înlocuiește, în schema din figura 6, milivoltmetrul mV.

Folosind multiplicatorul Hall, realizat pe baza schemei din figura 4, s-au înregistrat puteri reactive cuprinse între $(0 - 1{,}5)$ kvar la 220 V și $\cos \varphi = 0{,}7$, respectiv $\cos \varphi = 0{,}92$ inductiv și capacitiv. Figura 8 reprezintă copii de pe diagramele roluite obținute cu înregistratorul E 535—W—M3, echipat cu multiplicatorul Hall realizat de autori.

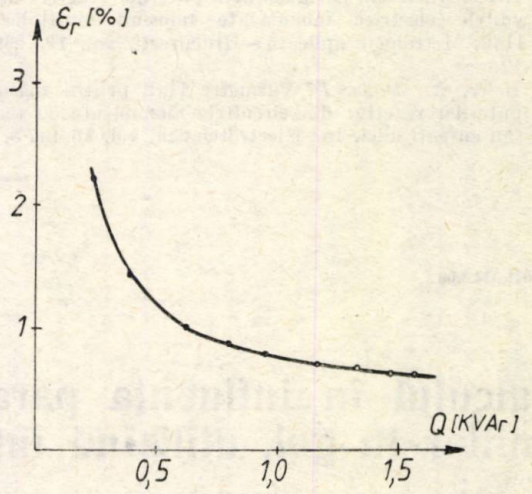


Fig. 9. Dependența $\varepsilon_r = f(Q)$.

Eroarea relativă de metodă (13) poate fi pusă și sub forma:

$$\varepsilon_r\,\% = \left(\frac{R_C}{X_C}\operatorname{cotg}\varphi + \frac{1}{X_C}\frac{U_b^2}{Q}\right)100. \quad (15)$$

În figura 9 este prezentată dependența $\varepsilon_r = f(Q)$ pentru $U = 220$ V, $I = (0 - 10)$ A, $\cos \varphi = 0{,}7$ (inductiv), $I_C = 20$ mA, $R_{iC} = 36\ \Omega$ și $X_C = 11$ kΩ.

Pentru domeniul $Q = (0 - 1{,}5)$ kvar și $U = 220$ V, s-a obținut o constantă medie a înregistratorului E535—W—M3, echipat cu multiplicatorul Hall realizat, de 25,572 var/div.

5. Concluzii

Prin echiparea unui înregistrator E535—W—M3, de producție indigenă, cu multiplicator Hall, se obține un înregistrator de putere reactivă prezentînd avantajele specifice multiplicatorului Hall: durată de funcționare practic nelimitată, fără operațiuni de întreținere; simplitatea confecționării și exploatării, prin lipsa elementelor în mișcare; inexistența fenomenului de inerție mecanică; dimensiuni geometrice reduse, nefiind necesară mărirea dimen-

siunilor de gabarit pentru înregistratorul E535—W—M3 realizat în prezent.

Autorii consideră că prezenta lucrare completează în mod avantajos metodele de înregistrare a puterilor electrice, constituind totodată o soluție de înlocuire a aparatelor similare din import (VAREG).

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic-Timișoara, 1966.

[2] *Heler, A., Daba, D.* Măsurarea puterilor reactive din circuitele electrice monofazate folosind multiplicatorul Hall. Metrologie aplicată — București, vol. **16**/1969, nr. 12.

[3] *Heler, A., Daba, D.* Varmetre Hall pentru măsurarea puterilor reactive din circuitele monofazate cu tensiuni sau curenți mici. În : Electrotehnica, vol. **18**, nr. 3, 1970.

[4] *Heler, A., Daba, D.* Scheme electrice de varmetre Hall în curent alternativ și erorile lor de metodă. În : Metrologie aplicată, vol. **17**, nr. 1. 1970.

[5] *Heler, A.* Noi scheme de wattmetre Hall pentru curent alternativ sinusoidal de frecvență industrială (50 Hz) și erorile lor de metodă. În : Electrotehnică, vol. **15**, nr. 12, 1967.

[6] *Heler, A., Titihăzan, M.* Posibilitatea înregistrării puterii electrice în circuite de curent continuu cu ajutorul înregistratorului E 535—W—M3, prin echiparea acestuia cu un multiplicator Hall. În : Electrotehnica, vol. **28**, nr. 7, 1980.

[7] *Heler, A., Titihăzan, M., Bere, I.* Măsurarea și înregistrarea puterii active cu înregistrator E 535—W—M3, echipat cu un multiplicator Hall. În: Metrologia aplicată nr. **2**, 1981.

[8] IEA București. Înregistrator electronic compensator automat, miniatură. Manual de instrucțiuni MIC 321—322, produsul E 35, ELR—35, cartea tehnică a aparatului.

[9] *Dumitrescu, I.* ș.a. Prelucrarea automată a datelor pentru întocmirea bilanțurilor energetice, București, Ed. tehnică, 1979.

CZ 621.332.3.06

PARAMETRI LINEICI
COMUTAȚIA LINIILOR ELECTRICE ÎN GOL
ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Calculul în influența parametrilor lineici asupra comutației liniilor în gol, utilizînd întreruptoare de tip IO-245 kV/1600 A

PETRE TUȘALIU, MARIN FIRĂNESCU, TATIANA BĂLĂȘOIU *— CRAIOVA

Introducere

Cunoașterea în profunzime a fenomenelor tranzitorii care apar pe liniile de înaltă și foarte înaltă tensiune, cu consecințele acestora asupra funcționării fiabile a sistemului energetic, reprezintă o preocupare de interes major pentru numeroși cercetători din țară [1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9] și de peste hotare [7, 10, 11, 12]. Astfel de fenomene generatoare de valori mari de tensiune, respectiv curent, produc frecvent deranjamente ale sistemului energetic, impunîndu-se măsuri eficiente pentru prevenirea și limitarea lor. Dintre aceste fenomene, supratensiunile de comutație, care apar ca urmare a modificării bruște a stării sistemului în urma unor operații voite de comutație sau a apariției unor defecte în rețea, prezintă o importanță mărită, deoarece :

— valoarea coeficientului de supratensiune dictează nivelul de izolație al echipamentului din rețea ;

— odată cu creșterea tensiunii nominale a rețelelor electrice scade gradul de izolație al acestora din motive de ordin economic, în sistemele electroenergetice cu linii de transport de foartă înaltă tensiune, descărcătoarele electrice moderne trebuind să asigure protecția la aceste supratensiuni ;

— coronamentul stîlpilor de susținere a liniilor de înaltă și foarte înaltă tensiune este determinat în primul rînd de supratensiunile de comutație [1, 5].

Cunoașterea acestor supratensiuni ca formă, amplitudine și dependență de parametrii care influențează aceste mărimi, permite rezolvarea optimă a problemelor de coordonare a izolației sistemului electroenergetic cu consecințe directe asupra costului instalațiilor utilizate [1, 2, 3, 5].

Aplicarea metodelor directe de studiu, bazate pe încercări directe în sistem, prezintă rezultate exacte și totodată valori etalon de comparație pentru metodele indirecte de studiu. Datorită posibilităților limitate [1, 5, 7, 8, 10] de aplicare a unor astfel de metode de studiu se impun ca necesare metodele de studiu indirecte, bazate pe un model matematic (numeric sau analogic) al sistemului [4, 5, 6, 7, 9].

Dacă modelul matematic numeric prezintă avantaje nete în ceea ce privește precizia și durata de calcul, el nu poate oferi desfășurarea fizică a fenomenului, precum și anumite dependențe calitative și cantitative de fenomen.

* Ing. *Tușaliu, P.* — Universitatea Craiova, ing. *Firănescu, M.* — Întreprinderea de autoturisme Pitești-Colibași ; ing. *Bălășoiu T.* — Întreprinderea de utilaj greu — Craiova.

Ţinînd seama de realizările existente pe plan naţional [5, 8] şi internaţional [7, 11, 12] se impune ca avantajoasă ideea realizării unor modele analogice pentru studiul regimurilor tranzitorii care să simuleze în laborator procesele specifice comutaţiei liniilor lungi de înaltă tensiune în gol. În lucrare sînt prezentate aspecte cu caracter general privind comutarea (conectarea) liniei electrice în gol Făi-Gutinaş (Suceava) cu întreruptoare de tip IO— 245 kV/ /1 600 A, calculul parametrilor lineici, dependenţa acestora de frecvenţă şi influenţa pe care o au asupra fenomenului de comutaţie.

1. Conectarea liniilor în gol cu întreruptoare de tip IO—245 kV/1 600 A

La conectarea liniilor electrice de înaltă tensiune în gol, apar supratensiuni importante, rezultate din cumularea supratensiunilor de frecvenţă industrială (efectul Feranti) cu supratensiunile de natură tranzitorie provocate de starea electromagnetică a liniei şi de faza tensiunii sursei în momentul conectării [1, 2, 3].

La frecvenţe nu prea joase şi la lungimi suficient de mari, curentul de deplasare şi curentul de pierderi prin dielectric, care sînt proporţionali cu suprafaţa conductoarelor şi deci cu lungimea liniei, nu mai pot fi neglijaţi. Ca urmare, curentul de conducţie are diferite valori în lungul fiecăruia dintre conductoare, putînd să-şi schimbe chiar sensul. Înseamnă că studiul fenomenelor care au loc pe liniile lungi nu se mai poate face în regim cvasistaţionar. Dacă însă se ia în considerare curentul de deplasare transversal (datorită izolaţiei imperfecte sau descărcării corona), neglijîndu-se componentele longitudinale ale acestor curenţi şi influenţa lor asupra cîmpului magnetic [2, 3, 6], la frecvenţe nu prea mari, în fiecare plan transversal al liniei, între mărimile localizate în acest plan, se păstrează relaţiile din regimul cvasistaţionar. Acest mod de tratare permite să se evite rezolvarea problemelor liniilor electrice lungi din punct de vedere al teoriei undelor electromagnetice şi permite să se explice proprietăţile acestor linii din punct de vedere al teoriei circuitelor electrice [2, 6]. Întreaga linie se prezintă ca un circuit electric cu parametrii repartizaţi, caracterizabil local prin parametrii locali, raportaţi la unitatea de lungime a liniei, numiţi parametri lineici sau primari [2, 3]. Aceştia, calculaţi ca în regim staţionar, sînt constanţi în timp, iar dacă linia este omogenă (cu proprietăţi de material şi configuraţie geometrică invariabile în lungul ei) nu depind nici de distanţa x [2, 4, 6].

La frecvenţe mai înalte repartiţia curentului se modifică (apare efectul pelicular), iar dielectricul are pierderi prin histerezis [1, 2, 5]. Ca urmare, parametrii lineici sînt, de fapt, parametrii echivalenţi, care depind de frecvenţă. Studiul riguros al proceselor tranzitorii, procese caracterizate de variaţia mărimilor în timp cu frecvenţe înalte, presupune considerarea parametrilor lineici tranzitorii [1, 2, 3, 5, 6, 7, 10]. Determinarea parametrilor tranzitorii, necesită rezolvarea unor probleme de cîmp electromagnetic variabil. Aceştia au fost calculaţi [2, 5, 6], pentru anumite cazuri particulare, ca funcţii de timp, însă determinarea a fost dată exclusiv de structura interioară a elementului considerat. Deoarece relaţiile de calcul sînt complexe, se preferă să se determine variaţia parametrilor lineici cu frecvenţa, utilizînd relaţii simplificate de calcul, folositoare în cazuri practice. Introducerea în calcul a variaţiei cu frecvenţa a parametrilor sistemului electroenergetic conduce la creşterea gradului de precizie în determinarea supratensiunilor şi anume la stabilirea unor valori inferioare cazului în care parametrii sînt consideraţi constanţi, avînd în vedere că odată cu creşterea frecvenţei cresc atenuările din sistem datorită efectului pelicular în conductoare şi datorită creşterii cu frecvenţa a pierderilor de energie activă şi reactivă în circuitul de întoarcere prin pămînt [5].

2. Variaţia cu frecvenţa a parametrilor liniilor electrice lungi

Parametrii liniilor lungi pot fi clasificaţi [4] în : parametri lineici principali sau primari : inductanţa, rezistenţa, capacitatea şi conductanţa liniei şi parametrii lineici derivaţi sau secundari : impedanţa caracteristică, constanta de propagare, constanta de atenuare, constanta de fază, viteza de propagare, unghiul liniei etc., care rezultă dintr-o serie de expresii ce conţin parametrii lineici principali. Matricele parametrilor principali în coordonate de fază adică în mărimi caracteristice celor trei faze active şi conductoarelor de protecţie) vor fi matrice pătratice de ordinul n, unde n, reprezintă numărul total de conductoare active şi protecţie :

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \dots Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \dots Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & Z_{n3} \quad Z_{nn} \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

Calculele efectuate de Carson, în ipoteza că în fiecare plan transversal al liniei rămîn valabile relaţiile din regimul cvasistaţionar, că distanţa liniei faţă de sol, precum şi distanţa dintre conductoarele diferitelor faze sînt mari în comparaţie cu raza conductoarelor şi neglijînd curentul de deplasare în sol, au permis obţinerea unor relaţii de calcul pentru parametrii LEA dependenţi de frecvenţă. Pollaczek, pe baza relaţiilor lui Carson, a stabilit relaţii simplificate, utile calculelor practice [4, 5, 9].

Impedanța proprie a conductorului de ordin i, pe unitatea de lungime a liniei va fi:

$$\underline{Z}_{oii} = R_{oii} + j \cdot \omega \cdot L_{oii},$$

unde:

$$R_{oii} = R_{oi} + \omega \left(\frac{\pi}{2} - 4\sqrt{2} \frac{h_i \cdot \alpha}{3} \right) 10^{-4}, \ [\Omega/\text{km}], \tag{2}$$

$$L_{oii} = \left(4{,}6 \lg \frac{3{,}3}{\gamma \cdot \alpha \cdot r_i} + 4\sqrt{2} \frac{h_i \cdot \alpha}{3} \right) 10^{-4}, \ [\text{H/km}].$$

Impedanța mutuală dintre conductoarele de ordin i și j, pe unitatea de lungime a liniei va fi:

$$\underline{Z}_{oij} = R_{oij} + j \cdot \omega \cdot L_{oij},$$

unde:

$$R_{oij} = \omega \left(\frac{\pi}{2} - 4\sqrt{2} \frac{\sqrt{h_i h_j} \cdot \alpha}{3} \right) 10^{-4}, \ [\Omega/\text{km}], \tag{3}$$

$$L_{oij} = \left(4{,}6 \lg \frac{3{,}3}{\gamma \cdot \alpha \cdot D_{ij}} \cdots + 4\sqrt{2} \frac{\sqrt{h_i h_j} \cdot \alpha}{3} \right) 10^{-4}, \ [\text{H/hm}].$$

Matricea capacităților se obține prin inversarea matricei coeficienților de potențial:

$$[C] = 2{,}42 \ [\delta_{ij}]^{-1} \, 10^{-8}, \ [\text{F/km}], \tag{4}$$

în care matricea coeficiințelor de potențial este formată din: coeficienții diagonali $\delta_{ii} = \lg \frac{2 \cdot h_i}{r_i}$ (5), ai conductorului de ordin i, numiți și coeficienți de potențial proprii și coeficienți nediagonali: $\delta_{ij} = \lg \frac{D_{ij}}{D_{ij}}$ (6), dintre conductorul de ordin i și j numiți și coeficienți de potențial mutuali.

În aceste relații, s-a notat:

- R_{oi} — rezistența în c.c. a conductorului de ordinul i, în [Ω/km];
- r_i — raza conductorului, în [cm];
- h_i — înălțimea medie a conductorului i, deasupra solului, în [cm];
- D_{ij} — distanța dintre conductoarele i și j în [cm];
- D'_{ij} — distanța dintre conductorul i și imaginea conductorului j, față de pământ, în [cm];
- $\alpha = \sqrt{4 \cdot \pi \cdot \sigma \cdot \omega \cdot 10^{-9}}$;
- σ = conductibilitatea solului [S/m];
- γ = 1,781 — constanta lui Bessel.

Conductanța liniei este determinată în principal de descărcarea corona, izolația liniilor nepermițînd, în mod obișnuit, apariția unor curenți de conducție, iar mediul dielectric dintre conductoare și sol se poate presupune de conductivitate nulă [1, 2, 3, 5]. Cum raza conductoarelor este astfel aleasă încît să fie evitată apariția descărcării corona, conductanța liniei se poate neglija [4].

Cu aceste considerente, pentru o linie dată, se pot calcula, pe baza relațiilor de mai sus, matricea impedanțelor longitudinale și matricea admitanțelor transversale în coordonate de fază, matrice utile în calculul supratensiunilor pe linii:

$$[\underline{Z}] = [R] + j\omega[L],$$

$$[\underline{Y}] = [G] + j\omega[C]. \tag{7}$$

În funcție de tensiunea nominală la care se transportă energia electromagnetică pe LEA și de supratensiunile care pot să apară pe aceste linii coronamentul stîlpilor de susținerea diferă pentru fiecare treaptă de tensiune. În marea lor majoritate, LEA de 220 kV (în particular și linia studiată) sînt linii simplu circuit, cu conductoare active plasate în plan orizontal și prevăzute cu două conductoare de protecție. Pentru o astfel de configurație, matricele parametrilor principali în coordonate de fază $[R]$, $[L]$, $[C]$ vor fi matrice pătratice de ordinul 5 (3 conductoare active și 2 de protecție). În acest caz matricea (1) va fi de forma:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} & Z_{ap} & Z_{aq} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} & Z_{bp} & Z_{bq} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} & Z_{cp} & Z_{cq} \\ Z_{pa} & Z_{pb} & Z_{pc} & Z_{pp} & Z_{pq} \\ Z_{qa} & Z_{qb} & Z_{qc} & Z_{qp} & Z_{qq} \end{bmatrix}, \tag{8}$$

unde: a, b, c — sînt indici atașați conductoarelor active;

p, q — sînt indici atașați conductoarelor de protecție.

Deoarece se urmărește să se obțină propagarea undelor pe 3 secvențe independente (prin transformarea în componente modale) [4, 9] este necesar să se reducă matricele [5, 5], la matrice [3, 3]. Prin această operație se elimină din matricele parametrilor în coordonate de fază, liniile și coloanele aferente conductoarelor de protecție, fără a neglija influența acestor conductoare asupra conductoarelor active. Reducerea matricelor se face în funcție de modul de legare al conductoarelor de protecție la stîlp. Pentru cazul conductoarelor de protecție legate galvanic la stîlp, specific LEA de 220 kV, trecerea de la o matrice de ordin $[n, n]$ la o matrice de ordin [3, 3], se face folosind relația generală de calcul [4, 9]:

$$[A]'_{3,3} = [A]_{3,3} - [A]_{3,n-3}[A]^{-1}_{n-3,n-3}[A]_{n-3,3}, \tag{9}$$

unde: $[A]'_{3,3}$ este matricea [3,3] rezultată din reducerea matricei $[A]_{n,n}$

iar:

$$[A]_{n,n} = \left[\begin{array}{c|c} [A]_{3,3} & [A]_{3,n-3} \\ \hline [A]_{n-3,3} & [A]_{n-3,n-3} \end{array}\right]. \quad (10)$$

Pentru cazul considerat, matricea (8), scrisă sub forma (10) devine:

$$[A]_{5,5} = \left[\begin{array}{ccc|cc} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} & Z_{ap} & Z_{aq} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} & Z_{bp} & Z_{bq} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} & Z_{cp} & Z_{cq} \\ \hline Z_{pa} & Z_{pb} & Z_{pc} & Z_{pp} & Z_{pq} \\ Z_{qa} & Z_{qb} & Z_{qc} & Z_{qp} & Z_{qq} \end{array}\right], \quad (11)$$

iar relaţia (9) devine:

$$[A]'_{3,3} = [A]_{3,3} - [A]_{3,2}\,[A]_{2,1}^{-1}\,[A]_{2,3},$$

în care, conform relaţiei (11):

$$[A]_{3,3} = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} \end{bmatrix}; \quad [A]_{3,2} = \begin{bmatrix} Z_{ap} & Z_{aq} \\ Z_{bp} & Z_{bq} \\ Z_{cp} & Z_{cp} \end{bmatrix};$$

$$[A]_{2,3} = \begin{bmatrix} Z_{pa} & Z_{pb} & Z_{pc} \\ Z_{qa} & Z_{qb} & Z_{qc} \end{bmatrix}; \quad [A]_{2,2} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pq} \\ Z_{qp} & Z_{qq} \end{bmatrix};$$

$$[A]^{T}_{2,2} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{qp} \\ Z_{pq} & Z_{qq} \end{bmatrix}; \quad [A]^{*}_{2,2} = \begin{bmatrix} Z_{qq} & -Z_{pq} \\ -Z_{qp} & Z_{pp} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\Delta_{2,2} = Z_{pp}\cdot Z_{qq} - Z_{qp}\cdot Z_{pq}; \quad [A]^{-1}_{2,2} =$$

$$= \frac{[A]^{*}_{2,2}}{\Delta_{2,2}} = \frac{1}{Z_{pp}\cdot Z_{qq} - Z_{qp}\cdot Z_{pq}} \begin{bmatrix} Z_{qq} & -Z_{pq} \\ -Z_{qp} & Z_{pp} \end{bmatrix}.$$

Notînd cu:

$$[V]_{3,3} = [A]_{3,2}\cdot[A]^{-1}_{2,2}\cdot[A]_{2,3}, \quad (13)$$

se obţine:

$$[V]_{3,3} = \frac{1}{Z_{pp}\cdot Z_{qq} - Z_{qp}\cdot Z_{pq}} \begin{bmatrix} Z_{ap} & Z_{aq} \\ Z_{bp} & Z_{bq} \\ Z_{cp} & Z_{cq} \end{bmatrix} \cdot$$

$$\cdot \begin{bmatrix} Z_{qq} & -Z_{pq} \\ -Z_{qp} & Z_{pp} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_{pa} & Z_{pb} & Z_{pc} \\ Z_{qa} & Z_{qb} & Z_{qc} \end{bmatrix},$$

sau:

$$[V]_{3,3} = \frac{1}{Z_{pp}\cdot Z_{qq} - Z_{qp}\cdot Z_{pq}} \cdot \begin{bmatrix} Z_{ap}\,Z_{qq} - Z_{aq}\,Z_{qp} \\ Z_{bp}\cdot Z_{qq} - Z_{bq}\cdot Z_{qp} \\ Z_{cp}\,Z_{qq} - Z_{cq}\cdot Z_{qp} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -Z_{ap}\,Z_{pq} + Z_{aq}\,Z_{pp} \\ -Z_{bp}\cdot Z_{pq} + Z_{bq}\cdot Z_{pp} \\ -Z_{cp}\,Z_{pq} + Z_{cq}\,Z_{pp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{pa} & Z_{pb} & Z_{pc} \\ Z_{qa} & Z_{qb} & Z_{qc} \end{bmatrix}.$$

Efectuînd ultimele înmulţiri, se obţine:

$$[V]_{33} = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} & V_{13} \\ V_{21} & V_{22} & V_{23} \\ V_{31} & V_{32} & V_{33} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

unde:

$$V_{11} = \frac{(Z_{ap}\cdot Z_{qq} - Z_{aq}\cdot Z_{qp})Z_{pa} + (Z_{aq}\cdot Z_{pp} - Z_{ap}\cdot Z_{pq})Z_{qa}}{Z_{pp}\cdot Z_{qq} - Z_{qp}\cdot Z_{pq}}.$$

Asemănător se pot prezenta şi expresiile celorlalte elemente ale matricei (14).

Relaţia (12) devine:

$$[A]'_{3,3} = [A]_{3,3} - [V]_{3,3}. \quad (15)$$

În urma efectuării calculelor, rezultă:

$$[A]'_{3,3} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}; \quad (16)$$

unde:

$$a_{11} = Z_{aa} - V_{11}.$$

Asemănător se pot prezenta expresiile celorlalte elemente ale matricei (16). Efectuînd calculele se observă că:

$$a_{11} = a_{33}; a_{12} = a_{21} = a_{23} = a_{32}; a_{31} = a_{13}.$$

Notînd cu:

$$A'' = a_{11}; \quad B'' = a_{12}; \quad C'' = a_{13}; \quad D'' = a_{22};$$

matricea impedanţelor longitudinale, raportată la conductoarele active, devine:

$$[A]'_{3,3} = \begin{bmatrix} A'' & B'' & C'' \\ B'' & D'' & B'' \\ C'' & B'' & A'' \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Particularizînd pentru configurația studiată, adică linia cu conductoarele active în plan orizontal și cu două conductoare de protecție, rezultă:

$$\begin{aligned}
&Z_{aa} = Z_{bb} = Z_{cc},\\
&Z_{ab} = Z_{ba} = Z_{bc} = Z_{cb},\\
&Z_{ac} = Z_{ca},\\
&Z_{ap} = Z_{pa} = Z_{cq} = Z_{qc},\\
&Z_{aq} = Z_{qa} = Z_{cp} = Z_{pc},\\
&Z_{bp} = Z_{pb} = Z_{bq} = Z_{qb},\\
&Z_{pq} = Z_{qp},\\
&Z_{pp} = Z_{qq}.
\end{aligned} \tag{18}$$

Făcînd înlocuirile, rezultă:

$$A = Z_{aa} - \frac{Z_{ap}^2 \cdot Z_{pp} - Z_{aq} \cdot Z_{ap} \cdot Z_{pq} + Z_{aq}^2 \cdot Z_{pp} - Z_{ap} \cdot Z_{aq} \cdot Z_{pq}}{Z_{pp}^2 - Z_{pq}^2}. \tag{19}$$

Asemănător se calculează și expresiile lui B, C și D, rezultînd forma finală a matricei impedanțelor longitudinale raportată la conductoarele active (în parametri reduși):

$$[Z_f'] = \begin{bmatrix} A & B & C \\ B & D & B \\ C & B & A \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Pentru a calcula matricea admitanțelor transversale raportată la conductoarele active, trebuie redusă de la: 5,5 la 3,3 matricea coeficienților de potențial definită în (4) cu formula (9), urmînd aceeași cale de calcul. Se obține matricea coeficienților de potențial redusă, sub forma:

$$[\alpha_f'] = \begin{bmatrix} A' & B' & C' \\ B' & D' & B' \\ C' & B' & A' \end{bmatrix}, \tag{21}$$

în care:

$$A = \delta_{11} - \frac{\delta_{44}(\delta_{14}^2 + \delta_{15}^2 - 2\delta_{14}\delta_{15}\delta_{45})}{\delta_{44}^2 - \delta_{45}^2}. \tag{22}$$

Asemănător se exprimă și B', C', D', unde δ_{ij} ($i = 1,5$; $j = 1,5$) sînt elementele matricei coeficienților de potențial în parametrii de fază:

$$[\delta]_{5\cdot5} = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \delta_{13} & \delta_{14} & \delta_{15} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \delta_{23} & \delta_{24} & \delta_{25} \\ \delta_{31} & \delta_{32} & \delta_{33} & \delta_{34} & \delta_{35} \\ \delta_{41} & \delta_{42} & \delta_{43} & \delta_{44} & \delta_{45} \\ \delta_{51} & \delta_{52} & \delta_{53} & \delta_{54} & \delta_{55} \end{bmatrix}. \tag{23}$$

Matricea admitanțelor transversale raportată la conductoarele active va fi de forma [4]:

$$[\underline{Y}_f'] = \begin{bmatrix} \underline{E} & \underline{F} & \underline{G} \\ \underline{F} & \underline{H} & \underline{F} \\ \underline{G} & \underline{F} & \underline{E} \end{bmatrix}, \tag{24}$$

în care:

$$\begin{aligned}
\underline{E} &= j\omega \frac{2{,}42}{2} \left(\frac{1}{A' - C'} - \frac{D'}{2B'^2 - (A' + C')D'} \right) 10^{-8},\\
\underline{F} &= j\omega\, 2{,}42 \left(\frac{B'}{2B'^2 - (A' + C')D'} \right) 10^{-8},\\
\underline{G} &= -j\omega \frac{2{,}42}{2} \left(\frac{1}{A' - C'} + \frac{D'}{2B'^2 - (A' + C')D'} \right) 10^{-8},\\
\underline{H} &= -j\omega\, 2{,}42 \left(\frac{A' + C'}{2B'^2 - (A' + C')D'} \right) 10^{-8},
\end{aligned} \tag{25}$$

în care: A', B', C', D' sînt date de (22).

Avînd matricele parametrilor lineici principali în coordonate reduse, se pot calcula fie parametrii de secvență directă, inversă și homopolară și se poate studia variația cu frecvența a acestora, în cazul considerării liniei cu simetrie electrică (simetrizată prin transpunerea fazelor), fie parametrii modali ai liniei și se poate studia variația cu frecvența a acestora, în cazul cel mai general, dar și cel mai apropiat de realitate al liniei fără simetrie electrică [4, 5].

3. Variația cu frecvența a parametrilor de secvență directă și homopolară

Pentru liniile simetrice, adică pentru liniile la care conductoarele active sînt plasate în vîrfurile unui triunghi echilateral (fig. 1), la care se face transpunerea fazelor, pentru a pune în

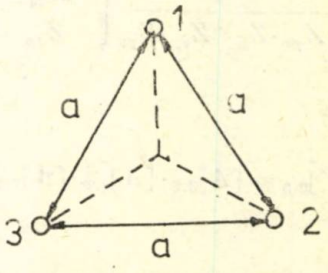


Fig. 1. Plasarea conductoarelor active, pentru o linie electrică simetrică.

evidență influența solului, este util să se calculeze variația cu frecvența a parametrilor lineici. Pentru astfel de linii influența conductorului de protecție asupra fiecărui conductor activ este aceeași și devin egale impedanțele

mutuale între conductoarele active. De aceea, matricea (20) devine [4]:

$$[Z_f'] = \begin{bmatrix} P & M & M \\ M & P & M \\ M & M & P \end{bmatrix}, \qquad (26)$$

unde:

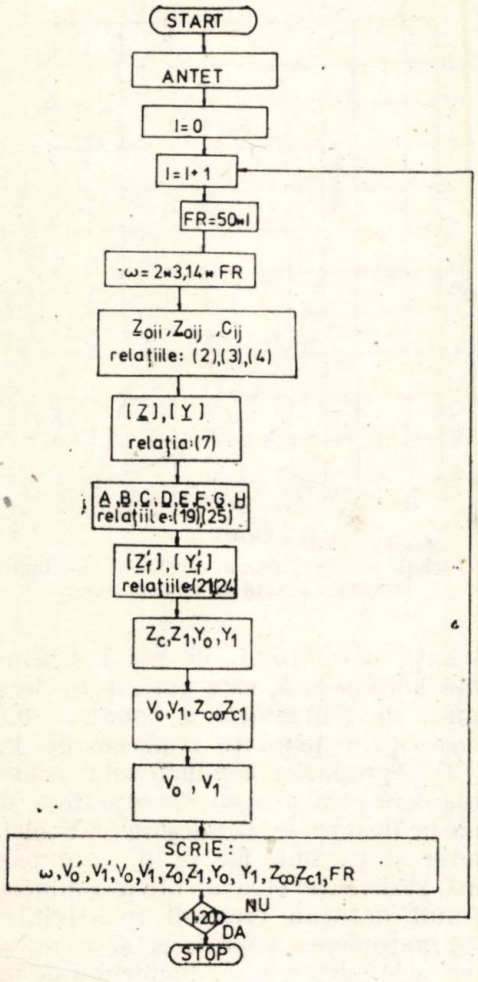
$$P = \frac{2A + D}{3} \; ; \quad M = \frac{B + C}{2},$$

în care A, B, C, D sînt date de (19), iar matricea (24) devine:

$$[Y_f'] = \begin{bmatrix} P' & M' & M' \\ M' & P' & M' \\ M' & M' & P' \end{bmatrix}, \qquad (27)$$

ANEXA 1

Schema logică a programului: Calculul variaţiei cu frecvenţa a parametrilor de succesiune directă şi homopolară



unde:

$$P' = \frac{2E + H}{3}, \qquad M' = \frac{F + G}{2},$$

în care E, F, G, H sînt date de (25).

Calculul variaţiei cu frecvenţa a parametrilor lineici de secvenţă directă şi homopolară (componenta de secvenţă directă fiind egală cu componenta de secvenţă inversă) este prezentat în programul „ALFA", a cărui schemă logică este prezentată în anexa nr. 1. Datele de intrare în program sînt datele reale, specifice liniei studiate, în conformitate cu relaţiile (2), (3), (4); caracteristicile conductoarelor [1] sînt prezentate în tabelul 1, iar stîlpul este de tip Sn 4 220 —13 017 (fig. 2).

Tabelul 1

	S_c [mm²]	n_f Al+OL	d_c [mm]	F_r [daN]	γ_c [kg/km]	r_o(c.c) [Ω/km]
Al / OL STAS-300069 I 7-74	450/75	63+19	27,3	16150	1825	0,066

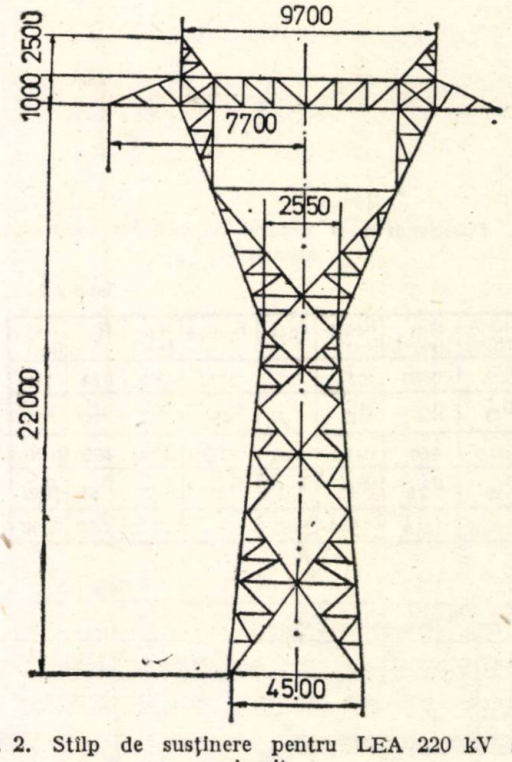


Fig. 2. Stîlp de susţinere pentru LEA 220 kV simplu circuit.

Variaţia parametrilor cu frecvenţa s-a urmărit între 50 —1 000 Hz, cu pasul de 50 Hz. Alături de parametrii lineici principali, au fost calculaţi, la diferite frecvenţe şi unii dintre parametrii lineici secundari: constanta de propagare, viteza de propagare şi impedanţa caracteristică pe cele două secvenţe. Datele de intrare, prezentate în tabelul 2, pot uşor fi modificate în funcţie de configuraţia stîlpului de înaltă tensiune, deci, de tensiunea nominală a liniei, programul putîndu-se adapta pentru orice linie de înaltă tensiune (110 kV, 400 kV, 750 kV).

În tabelul 3 sînt prezentaţi parametrii lineici principali, constanta de timp a liniei $\left(\tau = \frac{L}{R}\right)$

și impedanța caracteristică a liniei pentru secvențele directă și homopolară la frecvențe în programul „Alfa".

Rezultatele din tabelul 3 au fost reprezentate grafic în figurile 4 și 5.

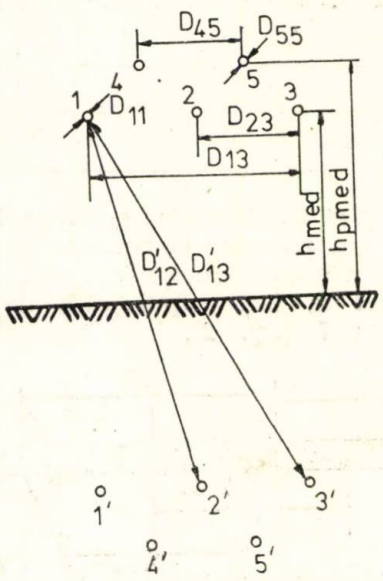


Fig. 3. Poziționarea și notarea distanțelor pentru LEA studiată.

Tabelul 2

SIGMA [1/Ωm]	R_{011} [Ω/km]	H_{med} [cm]	R_{044}	H_{pmed}	R_F [cm]	R_p	D_{12} [cm]
0,01	0,066	1084	2,7	2084	1365	0,63	770
D_{13}	D_{14}	D_{15}	D_{24}	D_{45}	D'_{12}	D'_{13}	D'_{14}
1540	740	1460	880	1050	3790	4020	4420
D'_{15}	D'_{24}	D'_{45}	D_{11}	D'_{11}	D_{23}	D_{55}	D'_{55}
4600	4440	5220	1365	-	770	063	5100

Tabelul 3

f [Hz]	R_d [Ω/km]	R_h [Ω/km]	L_d [H/km]	L_h [H/km]	C_d [F/km]	C_h [F/km]	τ_d [ms]	τ_h [ms]	Z_{cd} [Ω]	Z_{ch} [Ω]
50	0,067	0,342	$1,33\,10^{-3}$	$3,66\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	19,85	10,7	363,63	717,57
100	0,068	0,641	$1,33\,10^{-3}$	$3,16\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	19,55	4,92	361,78	668,53
500	0,078	1,357	$1,32\,10^{-3}$	$2,37\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	16,92	1,74	360,39	569,25
1000	0,079	1,738	$1,32\,10^{-3}$	$2,28\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	16,7	1,13	360,19	556,23
5000	0,123	5,248	$1,32\,10^{-3}$	$2,14\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	10,78	0,4	360,15	537,86
10000	0,15	9,664	$1,32\,10^{-3}$	$2,07\,10^{-3}$	$10,21\,10^{-9}$	$7,43\,10^{-9}$	8,83	0,21	360,1	529,36

4. Concluzii

Din rezultatele și curbele obținute se constată o pronunțată variație a parametrilor de secvență homopolară, datorită punerii în evidență, în această schemă, pe lîngă efectul pelicular, a influenței conductibilității finite a solului. Parametrii de secvență directă suferă variații datorită efectului pelicular, raportul dintre raza conductorului și adîncimea de pătrundere, pentru domeniul de frecvență 50 — 5 000 Hz, fiind $[5]\ \frac{r}{\delta} \simeq 10$. Modificarea valorii inductivității de secvență directă, fiind determinată de cîmpul magnetic din interiorul conductorului, se poate considera că, practic, valoarea ei nu variază cu frecvența [2, 4, 5, 6], rezultate obținute și în tabelul 3.

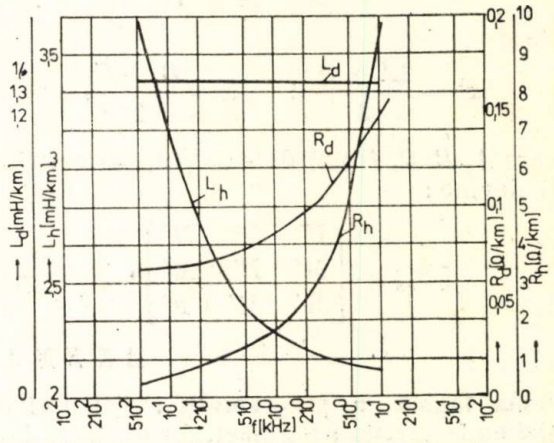


Fig. 4. Variația cu frecvența a parametrilor de secvență directă și homopolară pentru linia studiată.

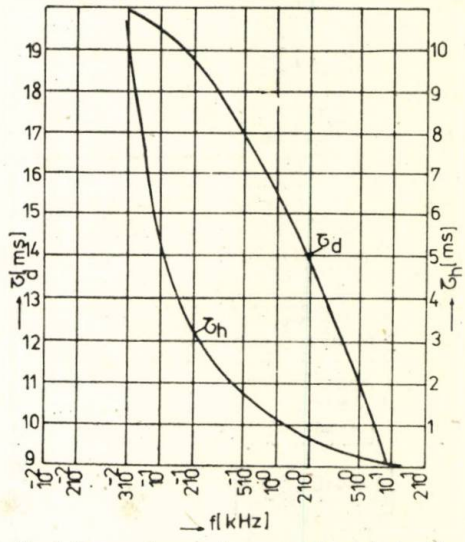


Fig. 5. Variația cu frecvența a constantei de timp pentru secvența directă și homopolară.

Influența pămîntului, în cazul schemei de secvență homopolară, este pusă în evidență de adîncimea de pătrundere a conductorului de întoarcere prin pămînt, studiată de Carson [4, 5, 9]. Apropierea conductorului echivalent de întoarcere prin pămînt de suprafața solului conduce pe de o parte, la micșorarea buclei între conductor și pămînt, iar pe de altă parte la creșterea rezistenței echivalente a conductorului de pămînt datorită creșterii rezistivității solului în apropierea suprafeței și a micșorării secțiunii echivalente a conductorului de întoarcere prin pămînt. Acest fenomen explică scăderea inductivității homopolare și creșterea rezistenței și atenuării semnalelor de secvență homopolară în cazul frecvențelor foarte înalte, rezultate prezentate în tabelul 3, figurile 4

și 5. Capacitățile de secvență directă și homopolară nedepinzînd de frecvență, relația (4), este evidentă invariația lor cu frecvența (tab. 3, fig. 4, fig. 5). Parametrii de secvență directă și homopolară puteau fi calculați mai exact [4], folosind matricele parametrilor lineici principali în coordonate reduse $[R']_{3,3}$, $[L']_{3,3}$ $[C']_{3,3}$ din componența matricei impedanțelor longitudinale, respectiv a matricei admitanțelor transversale în coordonate reduse și determinînd apoi valorile proprii ale acestor matrice, care reprezintă valorile *Rd*, *Ri*, *Rh*, *Ld*, *Li*, *Lh*, *Cd*, *Ci*, *Ch*. Obținerea de valori diferite pentru parametrii de secvență directă și inversă, utilizînd această metodă este explicabilă prin nesimetri a poziției conductoarelor pe coronamentul portal.

Bibliografie

[1] *Iacobescu, Gh.*, ș.a. Rețele și sisteme electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.

[2] *Adămuț, I.A.* Analiza propagării undelor electromagnetice pe linii în regim tranzitoriu. București, Editura Academiei R.S.R., 1972.

[3] *Dimo, P.* Modele REI și indicatori de stare sisteme energetice interconectate. București, Editura Academiei R.S.R., 1979.

[4] *Popovici, N., Popescu, A., Cristovici, A.* Metodă și program de calcul al parametrilor liniilor electrice aeriene trifazate, În: Energetica, **18**, nr. 5, 1970.

[5] *Golovanov, N.* Calculul supratensiunilor la conectarea liniilor electrice aeriene. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1974.

[6] *Răduleț, R., Timotin, A., Țugulea, A.* O teorie generală a parametrilor lineici tranzitorii ai liniilor electrice lungi și cu pierderi în prezența solului. În: St. cerc. energ. electrotehnică, 16, nr. 3, 1967.

[7] *Dubanton, C., Gervais, G.* Validation des méthodes analogiques ou numérique de prédétermination des surtensions d'enclenchement par des essais en réseau de H.T. In: R.G.E. **81**, nr. 1, 1972.

[8] *Curcanu, G., Tușaliu, P. Defta, M.* Studiul comutației liniilor electrice lungi în gol utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune și modelarea fizică. În: Referate tehnico-științifice, Sesiunea de comunicări Electroputere Craiova, 1981.

[9] *Cristovici, A., Staadeker, M.* Model matematic pentru calculul numeric al supratensiunilor interne în rețele trifazate. În: St. cerc. energ. electrotehnică **21**, nr. 1, 1971.

[10] *Calvino, B.*, ș.a. Quelques aspects des contraintes supportées par les disjoncteurs HT à la coupure d'un court-circuit. In: CIGRE, Sesion de 1974, 21—29 Août.

[11] *Riscaldina, G., Viela, V.* Experimental investigation on the unit-test method, for testing multichamber circuit — breakers. In: IEE Transaction on Power Apparatus and Systems, **PAS 97**, nr. 4, July/Aug., 1978.

[12] *Kobayashi, A.* ș.a. Measurement of voltage distribution phenomena in SF_6 single presure circuit breaker. In: IEE Transaction on Power Apparatus and Systems, PAS 97, nr. 4, July/Aug., 1978.

CZ 621.318.4 : 621.3.013

BOBINE SUPRACONDUCTOARE
CÎMP MAGNETIC

Posibilitate de realizare a unor bobine cu cîmp magnetic uniform

EMA CONSTANTIN, DUMITRU RADU * — TIMIȘOARA

Introducere

Bobinele supraconductoare au obținut în ultimii ani utilizări în domenii dintre cele mai variate, cele solenoidale fiind folosite îndeosebi în cercetare, dar avînd și alte aplicații cum ar fi de exemplu mașinile unipolare etc. Criteriile în proiectarea acestor bobine sînt funcție de cerințele impuse și se referă îndeosebi la folosirea unei cantități minime de material supraconductor, respectiv la realizarea unui anumit grad de uniformitate într-o zonă a cîmpului magnetic. La bobinele solenoidale obișnuite, adică cele uniform bobinate, pentru a obține un cîmp uniform pe o anumită zonă, soluția, cu totul neeconomică, ar consta în lungirea ei. Pentru a evita risipa de material supraconductor sînt date în literatură [1, 2, 4] mai multe metode de uniformizare, cunoscute și sub denumirea de metode de compensare. Printr-o combinație corespunzătoare de bobine cilindrice de dimensiuni geometrice diferite și parcurse de curenți diferiți mărește gradul de uniformitate a cîmpului magnetic, fără a mări exagerat consumul de material supraconductor.

O posibilitate de a obține un cîmp magnetic uniform, deosebită de cele cunoscute din literatură, este realizarea unei bobine elipsoidale de grosime mică, astfel încît să poată fi echivalată înfășurarea cu o pătură de curent. Într-un caz ideal s-ar putea realiza în acest fel un cîmp magnetic uniform în întregul volum interior al bobinei. Realizarea practică a unor înfășurări de grosime mică prin care să se realizeze totuși un cîmp magnetic intens a devenit posibilă prin folosirea materialelor supraconductoare.

1. Bobina elipsoidală

Un cîmp magnetic riguros uniform poate fi realizat în interiorul unei bobine de formă elipsoidală, avînd o înfășurare extrem de subțire,

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

astfel încît să poată fi echivalată cu o pătură de curent, cu o densitate liniară variabilă în lungul bobinei. Pentru a determina funcţia de variaţie a densităţii liniare se pot folosi unele rezultate cunoscute din literatură, referitoare la calculul cîmpului în cazul introducerii unui corp de formă elipsoidală într-un cîmp iniţial uniform [5]. Astfel este cunoscut că în interiorul unui corp diamagnetic elipsoidal, plasat într-un cîmp magnetic uniform $\bar{B}_0$, cîmpul este de asemenea uniform, dar mai mic decît $\bar{B}_0$. Acest cîmp rezultant poate fi considerat ca suma dintre cel iniţial şi un cîmp produs de curenţii legaţi din corp $\bar{B} = \bar{B}_0 + \bar{B}'$. În cazul particular al unui corp diamagnetic ideal cu $\mu_r = 0$, respectiv $\chi_m = -1$ rezultă $\bar{B} = 0$ respectiv $\bar{B}' = -\bar{B}_0$, adică cîmpul produs de curenţii legaţi din corp este uniform, de valoarea B_0. Prin echivalarea curenţilor legaţi din corp cu o pătură de curent pe suprafaţa elipsoidului, se poate determina densitatea liniară a acestora din rot $_s\bar{B} = \mu_0 \bar{j}_l$, respectiv, deoarece în interiorul elipsoidului cîmpul este nul, se obţine $B_t = \mu_0 j_l$, adică densitatea liniară este egală cu componenta tangenţială a intensităţii de cîmp magnetic din exteriorul corpului de formă elipsoidală. Din cele prezentate rezultă că o pătură de curent j_l care variază pe suprafaţa elipsoidului ca şi B_t la un elipsoid

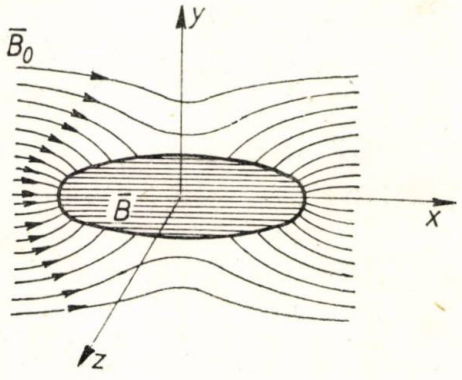


Fig. 1

diamagnetic ideal introdus într-un cîmp magnetic uniform B_0, va produce în absenţa cîmpului exterior, un cîmp magnetic uniform în interiorul elipsoidului. Prin urmare, la o bobină de formă elipsoidală, bobinată într-un strat foarte subţire se poate obţine un cîmp magnetic uniform în tot volumul interior.

Pentru a obţine densitatea liniară j_l se consideră deci elipsoidul diamagnetic introdus într-un cîmp de inducţie magnetică $\bar{B}_0$ uniform şi se exprimă potenţialul magnetic scalar prin suprapunere:

$$V_B = V_{B0} + V'_B. \tag{1}$$

Potenţialul magnetic al cîmpului iniţial uniform, $V_{B0} = -B_0 x$, poate fi scris, folosind coordonatele curbilinii confocale λ, μ, η, ν şi în forma:

$$V_{B0} = -B_0 \sqrt{\frac{(a^2+\lambda)(a^2+\mu)(a^2+\nu)}{(b^2-a^2)(c^2-a^2)}} = C_1 F_1(\lambda) F_2(\mu) F_3(\nu), \tag{2}$$

în care s-au notat cu a, b, c semiaxele elipsoidului. Funcţia potenţială V'_B corespunzătoare păturii de curent de pe elipsoid va trebui să aibe o formă de variaţie asemănătoare, adică:

$$V'_B = C_2 G_1(\lambda) F_2(\mu) F_3(\nu), \tag{3}$$

pentru ca pe elipsoid, adică la $\lambda = 0$, să poată fi îndeplinită condiţia de frontieră, care în cazul elipsoidului diamagnetic ideal constă în anularea componentei normale a inducţiei magnetice:

$$\left(\frac{\partial V_B}{\partial \lambda}\right)_{\lambda=0} = 0, \tag{4}$$

independent de valorile lui μ şi ν, ceea ce conduce la condiţia:

$$C_1 \left(\frac{\partial F_1(\lambda)}{\partial \lambda}\right)_{\lambda=0} + C_2 \left(\frac{\partial G_1(\lambda)}{\partial \lambda}\right)_{\lambda=0} = 0. \tag{5}$$

Pentru a determina funcţia $G(\lambda)$ se înlocuieşte V'_B în ecuaţia Laplace, scrisă, de asemenea, în coordonate curbilinii şi în urma efectuării calculelor se obţine ecuaţia:

$$g(\lambda) \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[g(\lambda) \frac{\partial G_1(\lambda)}{\partial \lambda} \right] - \left(\frac{b^2+c^2}{4} + \frac{\lambda}{2} \right) G_1(\lambda) = 0, \tag{6}$$

cu soluţia:

$$G_1(\lambda) = F_1(\lambda) \int_\lambda^\infty \frac{d\lambda}{g(\lambda) F_1^2(\lambda)}, \tag{7}$$

în care $g(\lambda) = \sqrt{(a^2+\lambda)(b^2+\lambda)(c^2+\lambda)}$.

Din condiţia de frontieră (5) se determină constanta C_2, care rezultă de forma:

$$C_2 = -\frac{C_1}{A + \frac{2}{abc}}, \quad A = \int_\lambda^\infty \frac{d\lambda}{g(\lambda) F_1^2(\lambda)}. \tag{8}$$

Potenţialul magnetic scalar rezultant obţine cu acestea expresia:

$$V_B = -\frac{B_0}{\sqrt{(b^2-a^2)(c^2-a^2)}} \sqrt{a^2+\lambda}\ \sqrt{a^2+\mu}\ \sqrt{a^2+\nu} \left[1 - \frac{1}{A + \frac{2}{abc}} \int_\lambda^\infty \frac{d\lambda}{g(\lambda) F_1^2(\lambda)} \right] \tag{9}$$

din care se calculează componenta tangențială la un elipsoid oarecare prin:

$$B_t = -\frac{1}{g_2}\frac{\partial V_B}{\partial \mu},\quad g_2 = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{(\mu-\nu)(\mu-\lambda)}{(a^2+\mu)(b^2+\mu)(c^2+\mu)}} \tag{10}$$

și se obține:

$$B_t = B_0 \frac{\sqrt{(b^2+\mu)(c^2+\mu)}}{\sqrt{(\mu-\nu)(\mu-\lambda)}}\cdot\frac{\sqrt{(a^2+\lambda)(a^2+\nu)}}{\sqrt{(b^2-a^2(c^2-a^2)}}\cdot$$
$$\cdot\left[1-\frac{1}{A+\frac{2}{abc}\int_\lambda^\infty \frac{d\lambda}{g(\lambda)F_1^2(\lambda)}}\right]\cdot \tag{11}$$

Pentru punctele de pe elipsoidul diamagnetic considerat, $\lambda = 0$ și:

$$B_t = B_0 \frac{\sqrt{(b^2+\mu)(c^2+\mu)}}{\sqrt{\mu(\mu-\nu)}}\cdot$$
$$\cdot\frac{a\sqrt{a^2+\nu}}{\sqrt{(b^2-a^2)(c^2-a^2)}}\cdot\frac{1}{1+\frac{abc}{2}A}, \tag{12}$$

respectiv în cazul unui elipsoid de rotație, caz care interesează la bobine, cele două semiaxe b și c sînt egale și în planul xy ($\nu = -c^2$) se obține:

$$B_t = B_0 \frac{\sqrt{1+\frac{b^2}{\mu}}}{\sqrt{1-\frac{b^2}{a^2}}}\cdot\frac{1}{1+\frac{ab^2}{2}A}, \tag{13}$$

în care:

$$\frac{ab^2}{2}A = \frac{ab^2}{2}\int_0^\infty \frac{d\lambda}{(a^2+\lambda)(b^2+\lambda)\sqrt{a^2+\lambda}} =$$
$$= \frac{1}{p^2-1}\left[\frac{p}{\sqrt{p^2-1}}\ln(p+\sqrt{p^2-1})-1\right], \tag{14}$$

iar $p = a/b$.

Cunoscînd componenta tangentă a cîmpului la elipsoidul considerat, rezultă densitatea liniară a păturii de curent j_l care, dacă nu se mai introduce elipsoidul în cîmpul inițial uniform, produce un cîmp magnetic uniform în interior. Deoarece elipsoidul considerat este de rotație se obține o expresie mai simplă dacă se folosesc în continuare coordonate carteziene. Cu:

$$x = \sqrt{\frac{(a^2+\lambda)(a^2+\mu)}{a^2-b^2}},$$

se obține, pentru $\lambda = 0$:

$$\mu = x^2\left(1-\frac{b^2}{a^2}\right) - a^2 = y^2\left(1-\frac{a^2}{b^2}\right) - b^2,$$

astfel că relația (13) poate fi scrisă și în forma:

$$j_l = H_0\frac{a}{b}y\frac{1}{\sqrt{b^2+y^2\left(\frac{a^2}{b^2}-1\right)}}\cdot\frac{1}{1+\frac{ab^2}{2}A}, \tag{15}$$

care exprimă funcția după care trebuie să varieze densitatea păturii de curent pe elipsoid. Pentru ilustrare s-a reprezentat în figura 2, pentru un elipsoid avînd raportul semiaxelor $a/b = 2$, curba $j_l/H_0 = f(x)$.

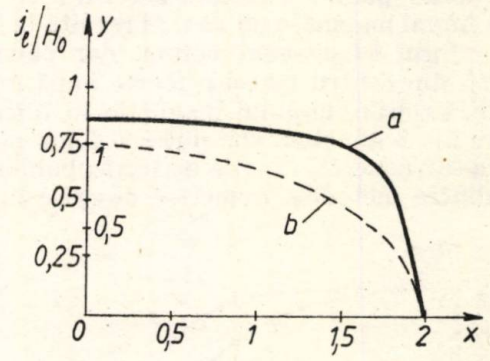


Fig. 2

2. Posibilități de realizare a unor bobine cu cîmp uniform

Expresia (15) pentru densitatea liniară pare relativ complicată și realizarea unei asemenea pături de curent dificilă. Se constată însă că elipsoidul poate fi bine aproximat printr-o înfășurare în trepte, parcurse de același curent, deoarece din echivalarea curentului dl care corespunde lungimii dl pe elipsoid, cu cel corespunzător unei trepte de lungime dx cu densitatea liniară j_l', adică $di = j_l\,dl = j_l'\,dx$, rezultă j_l' constant în lungul bobinei. Într-adevăr cu:

$$dl = \sqrt{dx^2+dy^2} = \frac{b}{ay}\sqrt{b^2+y^2\left(\frac{a^2}{b^2}-1\right)}dx, \tag{16}$$

se obține folosind și relația (15) curentul corespunzător elementului de lungime dl:

$$di = H_0\frac{1}{1+\frac{ab^2}{2}A}\,dx. \tag{17}$$

adică densitatea echivalentă:

$$j_l' = \frac{H_0}{1+\frac{ab^2}{2}A}, \tag{18}$$

constantă, independentă de x, respectiv curentul corespunzător constant adică prin aproximarea elipsoidului prin trepte dx, curentul prin acestea este același. Curentul total necesar

pentru a realiza un cîmp magnetic H_0 rezultă din :

$$i_t = \int_{-a}^{a} j_l' \, dx = 2a \, j_l' = \frac{2a \, H_0}{1 + \frac{ab^2}{2} A}, \quad (19)$$

care trebuie uniform repartizat în lungul axei mari a elipsoidului.

În realitate nu se vor putea folosi bobine elipsoidale complete, chiar aproximate prin multe trepte, deoarece acestea nu permit un acces spre interior, înseamnă că în cazurile practice vor trebui eliminate spire de la capetele bobinei pentru a facilita accesul spre interior. Cîmpul magnetic nu va mai rezulta în acest caz uniform în întregul volum, dar păstrează în zona din centru totuşi o foarte bună uniformitate. Valorile cîmpului magnetic în diferitele puncte ale bobinei se vor putea calcula pentru fiecare caz concret, funcţie de forma bobinei, cu una dintre metodele numerice descrise în [3].

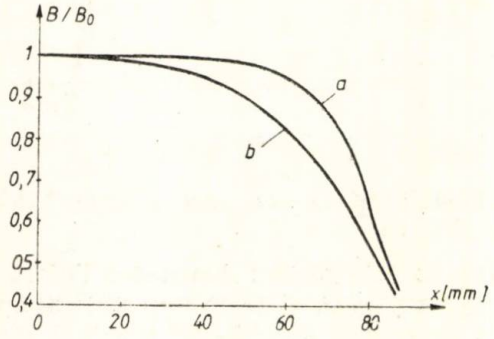


Fig. 3

Pentru exemplificare s-a determinat inducţia magnetică în interiorul unei bobine elipsoidale avînd semiaxele $a = 9{,}9$ cm şi $b = 3$ cm. Aproximînd bobina cu un număr relativ mare de trepte şi anume 2×96, cîmpul a rezultat practic uniform în interior. Dacă se elimină, de la cele două capete ale bobinei, o parte din spire, pentru a permite accesul spre interior, creşte gradul de neuniformitate la capete, în zona centrală păstrîndu-se însă uniform. Astfel, de exemplu la o lungime de bobinare $l = 8{,}1$ cm, se obţine pe lungimea $l/4$ doar o variaţie de $1{,}5 \cdot 10^{-3}$, iar pe jumătatea bobinei, $l/2$, o abatere de 10^{-2}. Curba de variaţie a inducţiei magnetice pe axa bobinei este reprezentată în figura 3. Pentru comparaţie s-a redat în aceeaşi figură şi variaţia inducţiei pentru o bobină solenoidală. Pentru a urmări şi influenţa modul în care se aproximează elipsoidul cu bobine cilindrice s-a considerat cazul reprezentat în figura 4, adică patru trepte pentru o jumătate de bobină. Valorile calculate pentru inducţia magnetică sînt practic identice cu cele obţinute la bobina elipsoidală de aceeaşi lungime, uniformitatea pe axă fiind chiar mai bună, pînă la $l/2$, rezultă doar o abatere de $0{,}5 \cdot 10^{-2}$, deosebirile sînt însă relativ mai mari în punctele apropiate de înfăşurare. O înfăşurare de forma celei din figura 4 este relativ uşor realizabilă, deoarece bobinele supraconductoare se realizează din motive tehnologice, sub forma unor discuri conectate în serie şi înseamnă că pentru cazul considerat vor trebui realizate doar discurile de raze interioare diferite, în funcţie de modul în care se aproximează elipsoidul.

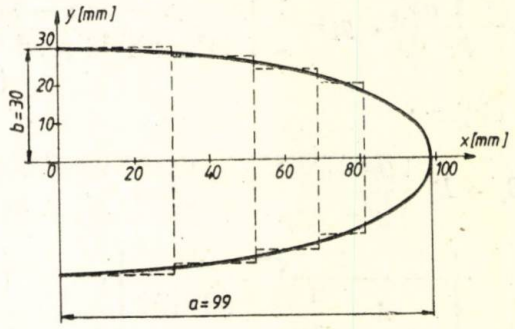


Fig. 4

3. Concluzii

Bobinele de formă elipsoidală reprezintă o soluţie foarte bună de realizare a unui cîmp magnetic uniform în întregul volum interior, dar numai în măsura în care grosimea bobinei este neglijabilă, astfel încît să poată fi echivalată cu o pătură de curent. În cazul folosirii conductoarelor normale, chiar în regim criogenic, inducţiile care s-ar putea obţine în acest fel ar fi relativ mici, soluţia prezentînd însă interes la utilizarea supraconductoarelor, la care datorită densităţilor de curent mari, bobinele au grosimi relativ mici, chiar în cazul producerii unor cîmpuri magnetice intense. Avantajul deosebit rezultă din posibilitatea folosirii aceleiaşi densităţi de curent în lungul bobinei, adică la aproximarea prin trepte a elipsoidului bobinarea uniformă după axa x, conductorul fiind parcurs de acelaşi curent. Cîmpul magnetic rezultant trebuie calculat pentru fiecare caz concret de aproximare cu o metodă numerică, determinînd în acest fel zona în care se realizează uniformitatea dorită, dar care, chiar şi în cazul folosirii unui număr mic de trepte rezultă mult mai extinsă decît în cazul bobinelor cilindrice compensate cu una dintre metodele cunoscute.

Bibliografie

[1] *Montgomery, D.B.* Solenoid Magnet Design, Wiley-Interscience, New-York, 1969.
[2] *Brechna, H.* Superconducting Magnet Systems, Springer Verlag 1973.
[3] *Radu, D., Constantin, E.* Contribuţii privind determinarea cîmpului magnetic şi al forţelor la un solenoid supraconductor. Colocviu Naţional de Criogenie şi Crioelectrotehnică, Craiova, 1980.
[4] *Constantin, E., Radu, D.* Consideraţii privind metodele de uniformizare a cîmpului magnetic la bobine solenoidale supraconductoare. Buletinul I.P.T.V.T. 1981.
[5] *Simonyi, K.* Theoretische Elektrotechnik, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1979.

CZ 621.013

CIRCULATOR DE MICROUNDE
APLICAȚII

Utilizări ale circulatoarelor de microunde

GHEORGHE SAJIN, ANA FLORESCU * — BUCUREȘTI

Proprietatea circulatoarelor de a transmite puterea de microunde doar într-un anumit sens, le face utile într-o gamă largă de aplicații din domeniul electronicii frecvențelor foarte înalte.

În cele ce urmează sînt prezentate cîteva dintre aceste aplicații.

1. Decuplarea și separarea între etaje

Reflexiile de putere datorate adaptării imperfecte între diversele etaje ale aparaturii ce lucrează la frecvențe foarte înalte constituie un efect nedorit ce poate compromite funcționarea acesteia. În aceste condiții se pune problema decuplării diverselor etaje de microunde astfel încît puterea reflectată de către un etaj din aval să nu afecteze funcționarea etajelor din amonte. Acest lucru se realizează prin intercalarea unui izolator între etajele în cauză.

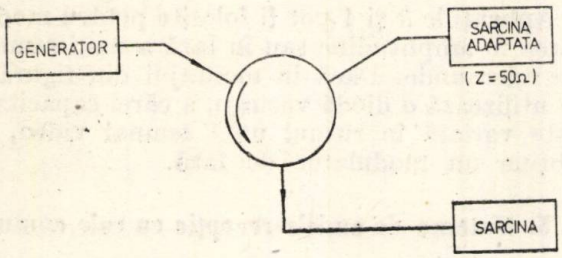
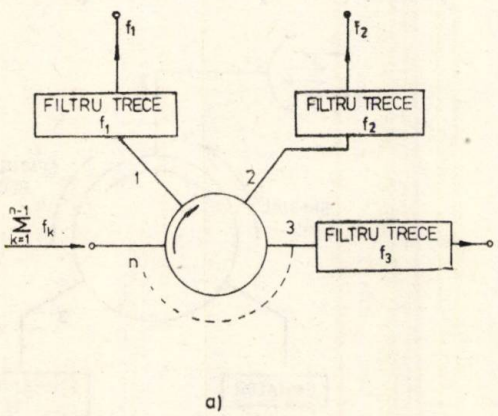


Fig. 1



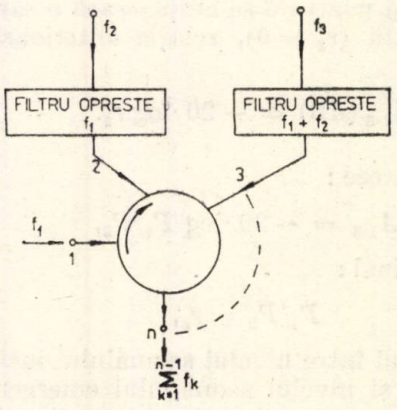


Fig. 2

De notat că la nivele mari de putere sau la frecvențe relativ scăzute (mai mici de 2 GHz) izolatoarele se realizează, uzual, din circulatoare cu trei porți, unde a treia poartă este adaptată printr-o sarcină foarte bine adaptată și de putere corespunzătoare.

Această funcție de bază a circulatoarelor este ilustrată în figura 1.

2. Separarea și însumarea semnalelor

Această aplicație a circulatoarelor este prezentată în figura 2a,b.

La poarta n a circulatorului din figura 2a este introdus un semnal format din însumarea mai multor semnale de frecvențe diferite:

$$f = \sum_{k=1}^{n-1} f_k .$$

Cu ajutorul filtrelor trece-bandă pe fiecare frecvență f_k, semnalele sînt separate, fiecare rezultînd la una dintre porți.

Operația inversă, de însumare a mai multor semnale se poate executa prin intermediul unui aranjament similar, filtrele trece-bandă de la fiecare poartă fiind înlocuite cu filtre opreşte-bandă pe frecvențele corespunzătoare (fig. 2b).

De notat că pentru a putea fi utilizate în acest gen de aplicații, circulatoarele trebuie să fie benzi suficient de largi pentru a acoperi banda de frecvențe $f_1 \ldots f_{n-1}$. De asemenea, pierderile de inserție între două porți adiacente trebuie să fie suficient de mici, astfel încît frecvențele cu indici mari, care suferă un număr mai mare de treceri între două porți, să nu fie

* Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

prea mult atenuate. În orice caz, aplicarea acestui procedeu pentru $n > 4$ nu este recomandată.

3. Utilizarea circulatoarelor ca divizoare de putere este ilustrată în figura 3.

Nivelul semnalului reflectat la poarta *2* a circulatorului, cînd la această poartă se cuplează o sarcină imperfect adaptată, depinde de coeficientul de reflexie a acesteia. Astfel,

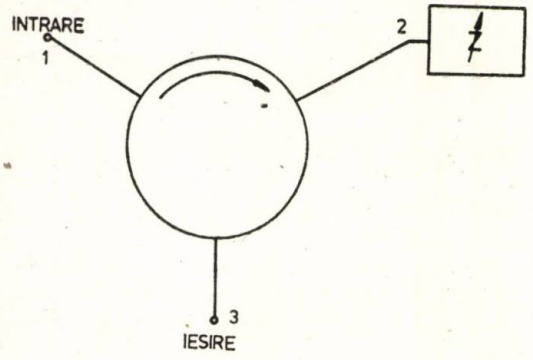


Fig. 3

puterea reflectată la poarta *2*, care devine disponibilă la poarta *3*, poate fi variată prin modificarea impedanţei Z. Atenuarea semnalului între porţile *1* şi *3* în sensul circulării puterii se poate scrie:

$$A_{1,3}\,(\mathrm{dB}) = 2a - 20 \cdot \log(r_2) - 10 \cdot \log\,(1 - r_3^2),$$

unde:

a reprezintă pierderile de putere între două porţi adiacente în sensul circulării;

$r_{2,3}$ — coeficienţii de refexie la porţile *2* şi *3*.

Dacă pierderile în circulator sînt mici ($2a \ll A_{1,3}$) iar la poarta *3* se amplasează o sarcină bine adaptată ($r_3 = 0$), relaţia anterioară se reduce la:

$$A_{1,3}\,(\mathrm{dB}) = -20 \cdot \log r_2.$$

Dar, deoarece:

$$A_{1,3} = -20 \cdot \log P_1/P_3,$$

rezultă în final:

$$P_1/P_3 = r_2,$$

adică raportul între nivelul semnalului incident la poarta 1 şi nivelul semnalului emergent la poarta *3* este aproximativ proporţional cu coeficientul de reflexie al sarcinii Z de la poarta *2*.

4. Utilizarea circulatoarelor ca elemente de defazare

Principiul utilizării circulatoarelor în această aplicaţie este similar cu cea din aplicaţia precedentă. Faza semnalului de la poarta *3* depinde de unghiul de fază de la poarta *2*. Dacă elementul de la poarta *2* este o capacitate variabilă, putem scrie relaţia:

$$\Delta\varphi_3 = -2 \cdot Z_0 \cdot \omega \cdot \Delta C,$$

unde: Z_0 este impedanţa caracteristică a sistemului;

ω — pulsaţia;

ΔC — variaţia de capacitate.

Relaţia de mai sus este valabilă în cazul în care pierderile de inserţie ale circulatorului sînt mici, iar adaptarea la poarta *3* este bună.

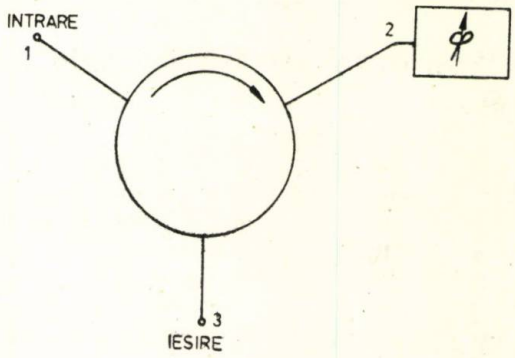


Fig. 4

Aplicaţiile 3 şi 4 pot fi folosite pentru modularea în amplitudine sau în fază a unui semnal de microunde. Dacă în montajul din figura 4 se utilizează o diodă varicap, a cărei capacitate este variată în ritmul unui semnal video, se obţine un modulator de fază.

5. Sisteme de emisie-recepţie cu cale comună

În echipamentele mobile de comunicaţii emiţătorul şi receptorul sînt, în general, conectabile

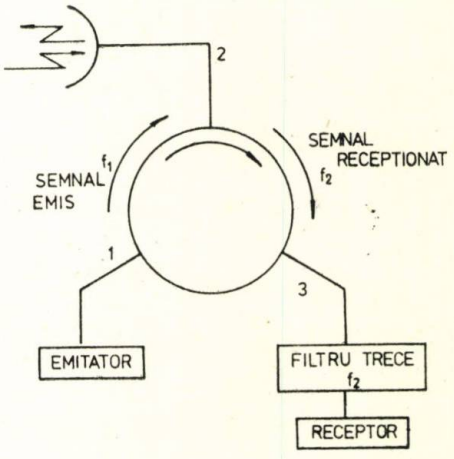


Fig. 5

la aceeaşi antenă. Un asemenea sistem, în care circulatorul este utilizat ca separator între semnalul emis şi cel recepţionat este prezentat în figura 5.

Filtrul trece-bandă pe frecvenţa f_2 are rolul de a rejecta semnalul rezidual ce trece de la poarta *1* la poarta *3*, semnal ce ar putea deranja recepţia. Acest sistem necesită o bună adaptare a antenei din cauza izolării limitate între porţile *1* şi *3*.

În cele mai multe cazuri este greu de făcut o adaptare bună între circuit şi antenă, din care cauză performanţele acestui montaj sînt nesatisfăcătoare, cînd frecvenţele de emisie şi recepţie sînt egale.

6. Utilizarea circulatoarelor în amplificatoarele cu o singură poartă

Amplificatoarele cu o singură poartă sînt amplificatoarele parametrice sau cele cu rezistenţă negativă. Utilizarea combinaţiei circulator-amplificator este indispensabilă pentru funcţionarea acestora. Schiţa unui asemenea montaj este prezentată în figurile 6a şi b. Semnalul de la antenă intră prin poarta *1* şi rezultă la poarta *2* a circulatorului. Semnalul amplificat intră la poarta *2* şi este transmis prin poarta *3* la receptor. Acest montaj prezintă inconvenientul că în cazul în care intrarea în receptor şi antena nu sînt bine adaptate, poate rezulta, datorită reflexiilor, o reacţie care duce la instabilitatea sistemului.

Acest inconvenient se poate elimina folosindu-se aranjamentul din figura 6b. Orice semnal reflectat de către intrarea în receptor este absorbit de către sarcina adaptată de la poarta *3* a circulatorului notat cu II. Acest

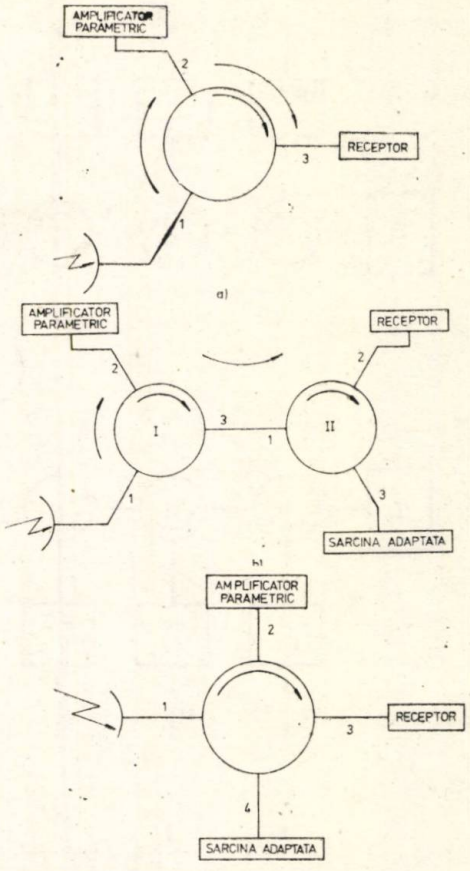


Fig. 6

se ilustrează un montaj în care cele două circulatoare, I şi II, au fost înlocuite printr-un singur circulator cu patru porţi. Zgomotul

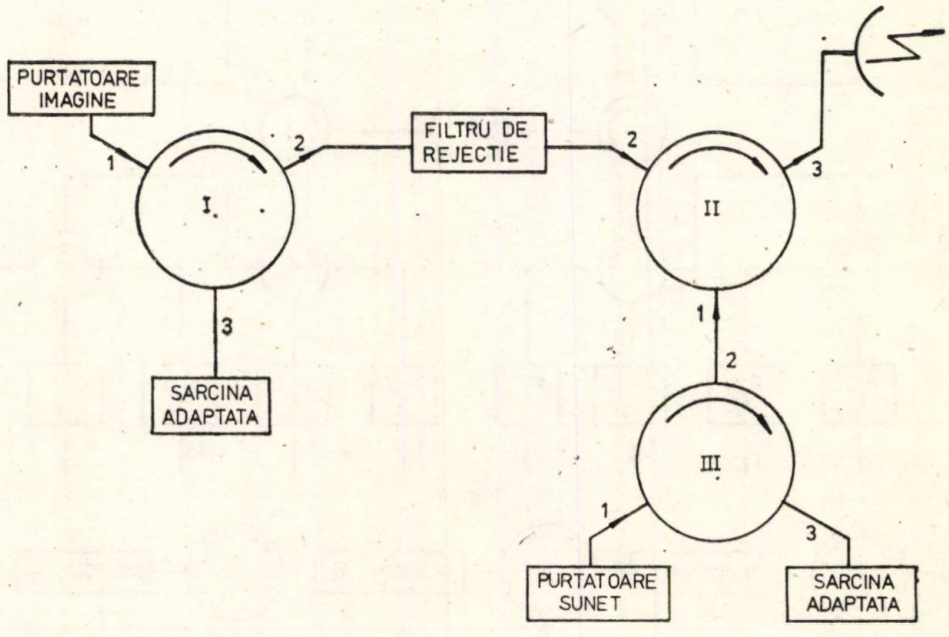


Fig. 7

circulator funcţionează ca izolator cu pierderi de inserţie mici, realizînd o izolare perfectă între intrarea amplificatorului şi ieşire. În figura 6c

total al amplificatorului poate fi ameliorat prin utilizarea unor circulatoare cu izolare cît mai mare şi pierderi de inserţie cît mai mici.

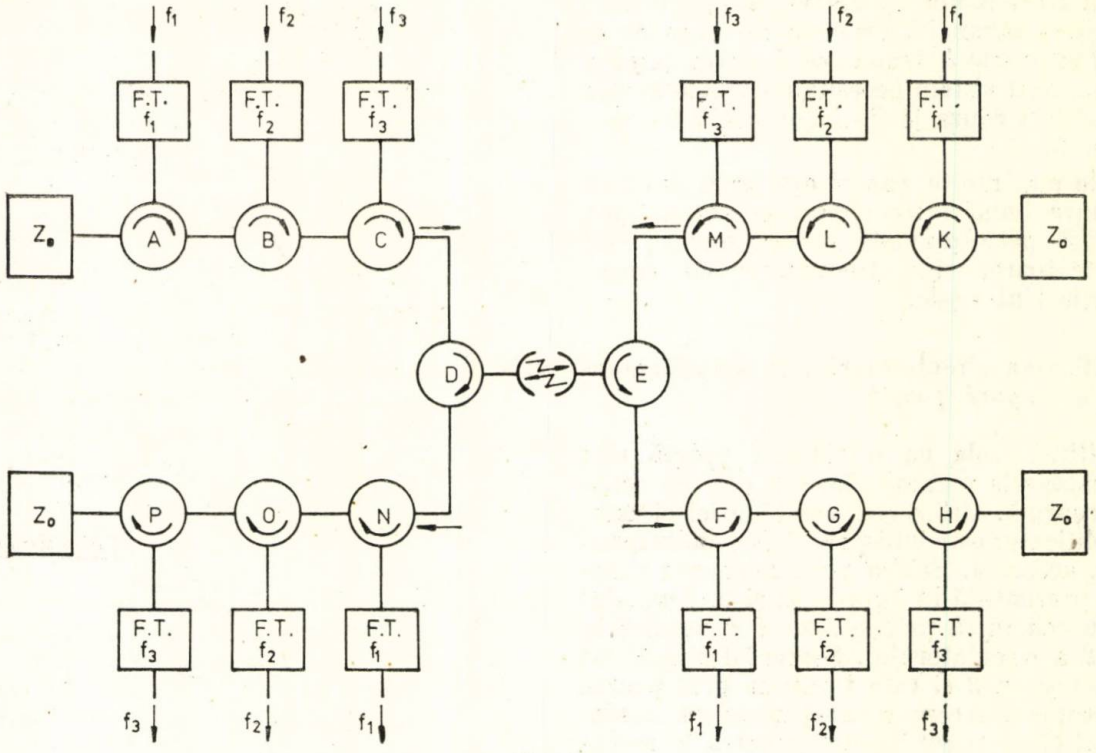


Fig. 8

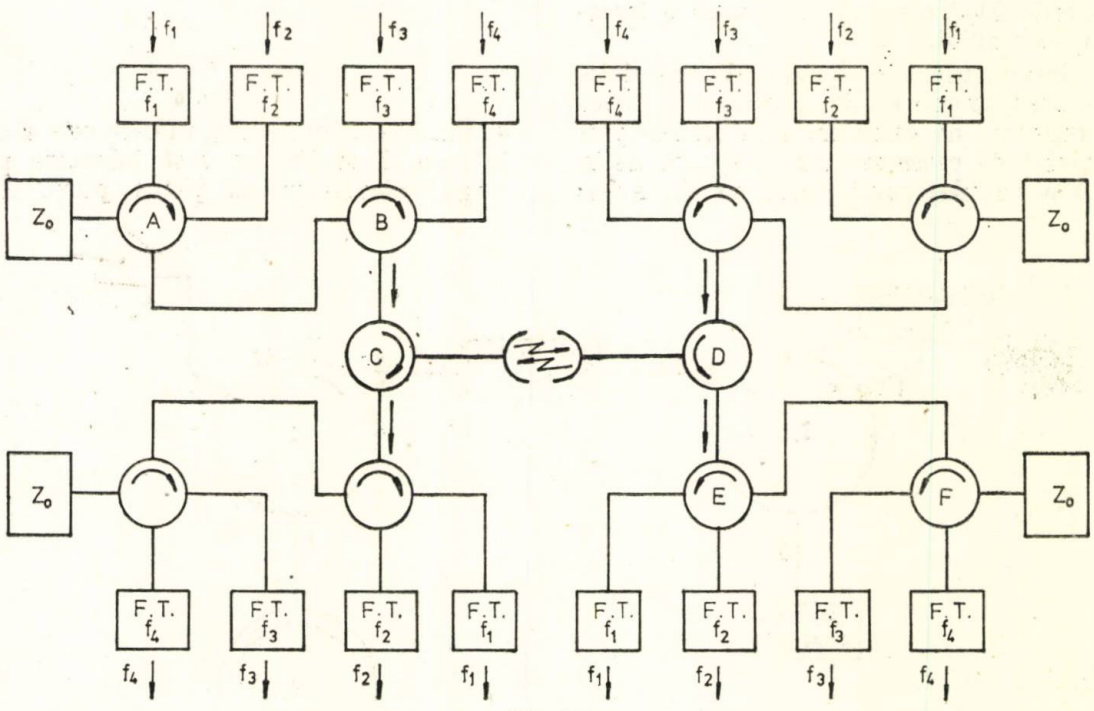


Fig. 9

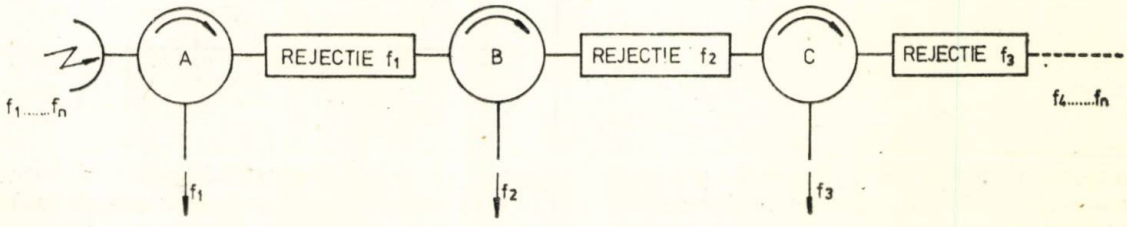


Fig. 10

7. Însumarea semnalelor de sunet și imagine în sistemele TV

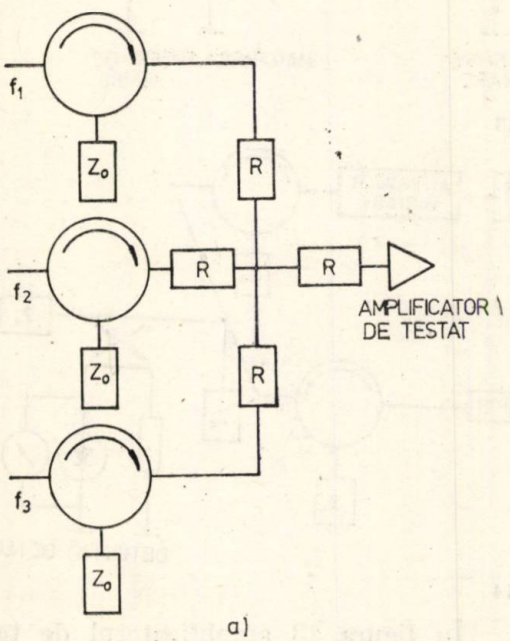
În figura 7 este arătat un montaj pentru însumarea video și audio într-un sistem de televiziune.

Semnalul de imagine trece de la poarta *2* la poarta *3* a circulatorului II și de aici la antenă. Semnalul de sunet este introdus în circulatorul II pe la poarta *1*, trece la poarta *2*, unde este reflectat de către filtrul de rejecție dintre circulatoarele I și II, este reintrodus în circulatorul II și de aici la antenă, însumat cu semnalul de imagine. Circulatoarele I și III joacă rol de decuplare. Caracteristica de transfer a filtrului de rejecție trebuie să aibă o pantă abruptă a frecvența purtătoare a sunetului, cu atît mai mult cu cît intervalul dintre componenta de frecvență mai înaltă a semnalului de imagine și frecvența purtătoare de sunet este doar de 0,5 MHz. Circulatoarele trebuie să poată funcționa la un nivel de putere de cîțiva kilowați.

Acest sistem este mult mai compact și mai ieftin decît sistemul clasic, care folosește joncțiuni hibride și filtre de transmisiune.

8. Separarea canalelor sistemelor de comunicații

Schema-bloc pentru separarea diverselor canale ale unui sistem de comunicații în microunde este ilustrată în figurile 8, 9 și 10. Se remarcă o simplificare considerabilă a sistemului prin folosirea circulatoarelor, față de utilizarea joncțiunilor hibride și a filtrelor de transmisiune.



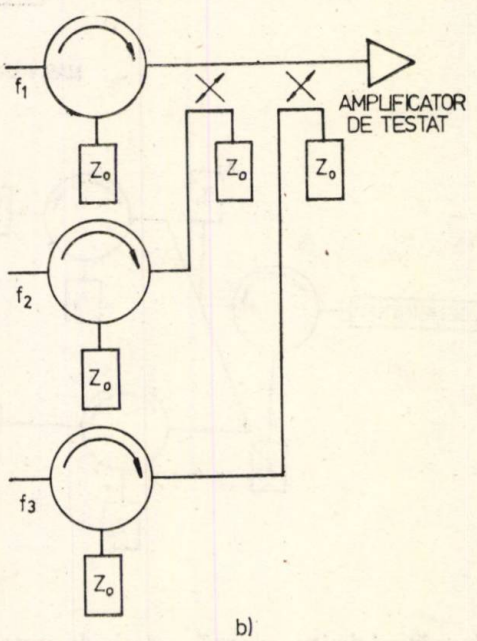


Fig. 11

În sistemul din figura 8 frecvența f_1 este introdusă prin circulatorul A, printr-un filtru trece-bandă. În circulatorul B frecvența f_1 este reflectată de către filtrul trece-bandă f_2, prin care este introdusă, în același timp, frecvența f_2 în sistem. În mod similar se introduce frecvența f_3 prin circulatorul C, iar în final, prin intermediul circulatorului D, ansamblul celor trei frecvențe este trimis la antenă.

La recepție, frecvențele f_1, f_2 și f_3 sînt transmise prin circulatorul E către lanțul de circulatoare F, G și H care, împreună cu filtrele respective, formează sistemul de separare a celor trei semnale. Celălalt sens de comunicație funcționează pe aceleași principii prin intermediul circulatoarelor K, L, M, E, D, N, O și P și filtrele aferente. Circulatoarele D și E determină gradul de separare între transmisie și recepție pe fiecare sens de comunicație. Circulatoarele A, H, K și P sînt terminate la cea de-a treia poartă pe impedanța caracteristică Z_0 pentru a preveni reacția între intrări și ieșiri prin intermediul semnalelor reflectate.

Aranjamentul canalelor de frecvențe f_1, f_2 și f_3 este astfel făcut încît atenuările cauzate de către pierderile de inserție ale circulatoarelor să fie aceleași pentru toate frecvențele în cauză fiecare semnal trecînd printr-un același număr de circulatoare.

Numărul de canale poate fi extins, dar atenuările vor crește pe fiecare canal odată cu numărul trecerii prin circulatoare.

Un montaj echivalent ca performanțe poate fi obținut cu ajutorul circulatoarelor cu patru porți (fig. 9). La emisie canalele de frecvențe f_1 și f_2 sînt însumate în circulatorul A, iar cele de frecvențe f_3 și f_4 în circulatorul B. La recepție f_1 și f_2 sînt separate în circulatorul E iar f_3 și f_4 — în circulatorul F. Circulatoarele C și D sînt cu trei porți pentru separarea semnalelor emise de cele recepționate.

În figura 10 se prezintă un montaj ce utilizează filtre de rejecție. Acest circuit se utilizează doar la recepție. Una din limitările montajului derivă din faptul că atenuarea nu este aceeași pentru toate frecvențele (mai mică pentru f_1 și mai mare pentru f_n).

9. Testarea receptoarelor TV

Testarea intermodulării în receptoarele TV se efectuează în mod normal cu ajutorul unui atenuator de ieșire pentru fiecare generator. În figura 11a se prezintă o modalitate de a înlocui aceste atenuatoare prin circulatoare lucrînd ca elemente de decuplare și eliminîndu-se astfel pierderile de putere de la generator.

Pentru a se evita pierderile de putere în rețelele rezistive de însumare, acestea pot fi înlocuite prin cuploare direcționale ca în figura 11b.

Circuitul din figura 12 este utilizat pentru măsurarea impedanței de intrare a unei componente de microunde (filtru, antenă, amplificator etc.).

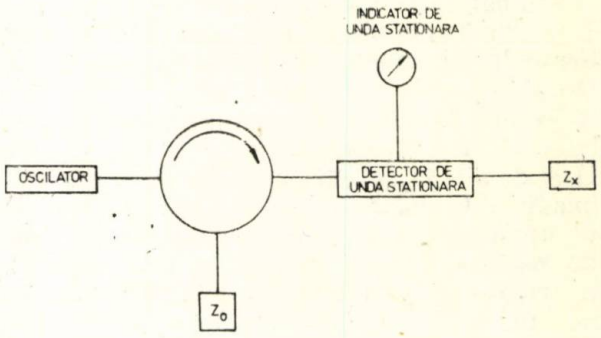


Fig. 12

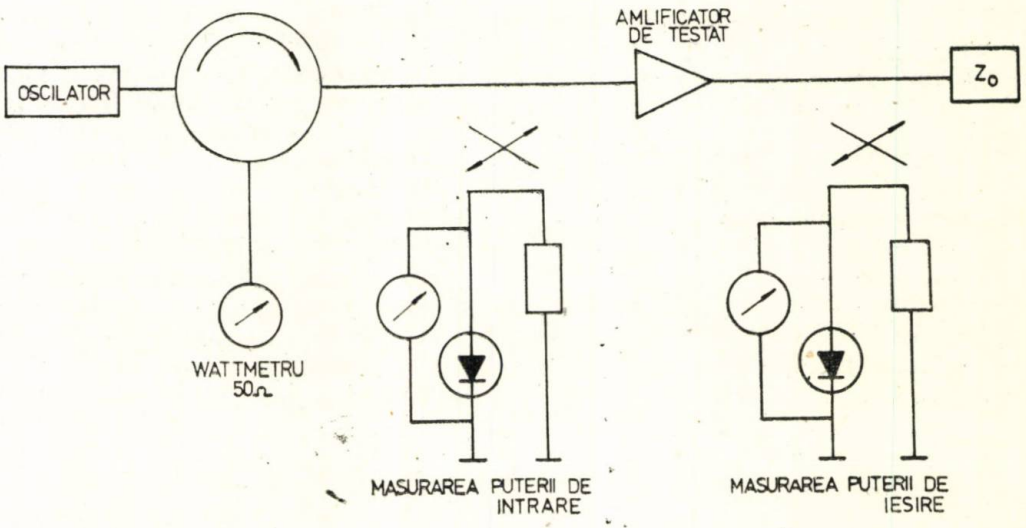


Fig. 13

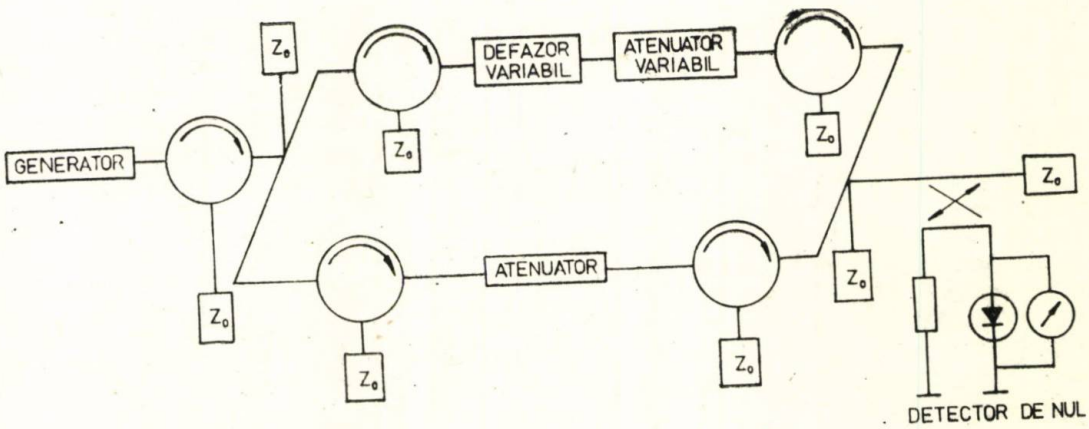


Fig. 14

10. Măsurători de impedanță, cîștig de putere și fază

Circuitele semnificative, în care circulatorul este folosit ca element de decuplare, sînt prezentate în figurile 12, 13, și 14.

În figura 13 amplificatorul de testat este terminat pe o impedanță adaptată Z_0. Cuploarele direcționale elimină influența puterii reflectate asupra măsurătorilor. Wattmetrul de la poarta *3* a circulatorului indică nivelul zero cînd intrarea amplificatorului este corect adaptată.

În circuitul pentru măsurarea defazajelor din figura 14, circulatoarele folosite ca elemente de decuplare asigură adaptarea sursei de semnal şi a *T*-urilor magice. Atenuatorul variabil se ajustează pentru a egaliza pierderile de inserţie în ramurile paralele.

11. Ajustarea directivităţii unei reţele de antene dipolare

Figura 15 ilustrează această aplicaţie în care ajustarea se face fără reglaje mecanice, circulatoarele acţionînd ca defazoare a căror fază este variată prin ajustarea lungimii unei linii în scurtcircuit conectată la poarta a 3-a.

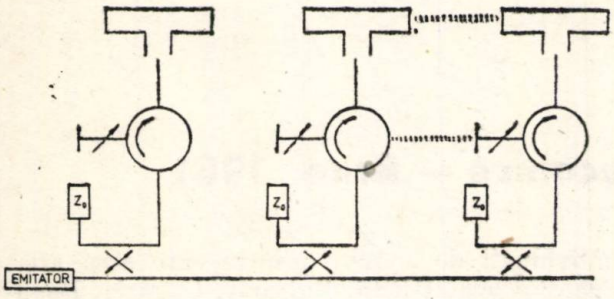


Fig. 15

12. Utilizarea circulatoarelor în regim de comutaţie

O schemă simplificată a utilizării circulatoarelor în regim de comutaţie în sistemele RADAR este prezentată în figura 16.

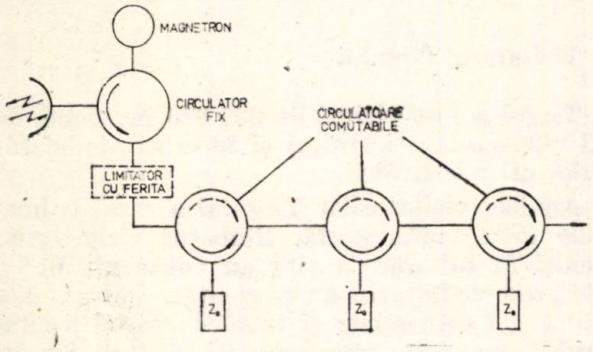


Fig. 16

În timpul emisiei pulsului de înaltă putere, circulatoarele de comutaţie sînt comutate astfel încît să se obţină izolarea receptorului. Energia reflectată de la antenă este absorbită de către sarcinile interne.

Cele trei circulatoare sînt capabile să furnizeze o izolare de aproximativ 65 dB. Această izolare este suficientă pentru protecţia receptorului pentru puteri de emisie de ordinul a 100 kW, chiar în cazul unui scurtcircuit la antenă. O protecţie adiţională de aproximativ 20 dB poate fi obţinută prin inserarea unui limitator cu ferită între circulatorul fix şi circulatoarele de comutaţie.

La recepţie, sensul de circulare este comutat pentru a permite trecerea semnalului de la antenă la receptor.

Energia de comutare a circulatoarelor este de circa 30 μJ, iar timpul de comutare poate fi de ordinul microsecundelor.

13. Circuit de întîrziere cu circulatoare comutabile

Un circuit de întîrziere utilizînd două circulatoare de comutaţie cu trei porţi este prezentat în figura 17.

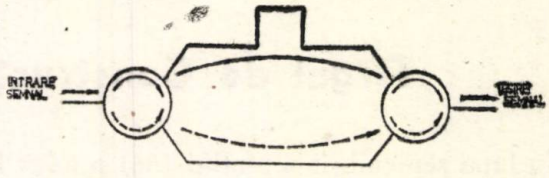


Fig. 17

Circulatoarele sînt conectate la două linii de transmisiune de lungimi inegale. Semnalul incident parcurge una dintre cele două căi după starea în care se află circulatoarele. Întîrzierea în timp este proporţională cu diferenţa de lungime dintre cele două linii.

14. Concluzii

Circulatorul a devenit una dintre cele mai versatile componente pasive de microunde, gama de puteri şi frecvenţe la care poate funcţiona fiind extrem de largă. Au fost comunicate în literatură circulatoare capabile să manevreze puteri de ordinul sutelor de kilowaţi, iar în frecvenţă, pînă la cîteva sute de gigahertzi.

Gama aplicaţiilor circulatoarelor este mult mai largă decît cea prezentată, ei fiind componente indispensabile în toate circuitele de microunde.

Bibliografie

[1] *Van der Kint, L., Warringa, J.J.M.,* Principle and applications of junction circulators. Philips Application Information nr. 529.

[2] *Shipley, C.A.* Effect of *„ring-resonance"* in circulator time delay circuit. In: IEEE Trans. on MTT, March 1968.

[3] *Siekanowicz, W.W., Paglione, R.W., Walsh, T.E.* A latching ring-and-post ferrite waveguide circulator. In: IEEE Trans. on MTT, April 1970.

MANIFESTĂRI TEHNICO—ȘTIINȚIFICE

Tîrgul de Construcții Mecanice — Brno 1981

În luna septembrie a anului 1981 a avut loc cea de a 23-a ediție a Tîrgului internațional de construcții mecanice de la Brno — R.S. Cehoslovacă, loc tradițional pentru consultații și acorduri comerciale fructuoase, pentru schimburi ample de experiență și de informare asupra progresului tehnicii și științei.

Construcțiile energetice, însemnătatea, funcția lor, ca și rolul pe care îl au în societatea modernă, au constituit sectorul dominant, tematic, al Tîrgului de construcții mecanice de la Brno — 1981. În acest context întregul program științific și tehnic al Tîrgului a fost consacrat, în mod deosebit, energeticii și în particular construcțiilor mecanice nucleare, evidențiindu-se faptul că dezvoltarea rapidă a societății actuale, amploarea rapidă a celor mai noi sectoare științifice și de producție existente impun cu stringență o puternică concentrare de mijloace și forțe pentru utilizarea rațională a cunoștințelor științifice și tehnice, necesitatea unei largi cooperări și specializări în producție, nu numai în cadrul economiei naționale a fiecărei țări, ci, mai ales, în cadrul larg internațional.

Expozanți

Standul expozițional a fost dispus atît în pavilioane închise cît și în aer liber pe o suprafață totală de 120 000 metri pătrați.

Peste 2 382 de expozanți proveniți din 30 de țări au participat la acest tîrg. Caracterul internațional al Tîrgului a constat în faptul că două treimi din suprafața expozițională a fost ocupată de expozanți străini.

Ca de obicei, țările socialiste au fost reprezentate de participări oficiale și de reprezentanți individuali de comerț printre care s-au aflat Cehoslovacia, URSS, Bulgaria, Ungaria, Republica Democrată Germană, Polonia, România, Jugoslavia și Cuba. Alte țări participante au fost: Austria, Belgia, Brazilia, Danemarca, Finlanda, Franța, India, Irlanda, Italia, Japonia Canada, Lichtenschtein, Olanda, Norvegia, R.F.G., Australia, Spania, Suedia, Elveția, SUA, Marea Britanie ca și firme din Berlinul de Vest.

Vizitatorii Tîrgului

Tîrgul a fost vizitat de 399 676 persoane, de 13 182 specialiști străini și membri ai delegațiilor oficiale străine.

Analiza vizitatorilor Tîrgului a creat o imagine foarte interesantă. Numărul vizitatorilor veniți în misiune la tîrg au constituit 61%; 30% din vizitatori s-au prezentat pentru a face tranzacții comerciale și tehnice; restul vizitatorilor au fost reprezentanți ai tehnicii și economiei.

Interesul manifestat asupra produselor expuse a fost suscitat (în ordinea sectoarelor și a nomenclatorului Tîrgului) de: mijloacele de transport; mașinile-unelte și mașini pentru deformarea metalelor; electrotehnica, electronica și tehnica măsurării; mașinile de birou; tehnica de multiplicare și de informatică; mașinile pentru lucrările de terasare și construcții; alte sectoare de construcții mecanice.

Concursul pentru medaliile de aur

La acest concurs au fost prezentate 210 produse. După ce a stabilit nivelul lor

tehnic şi aportul lor social, juriul a decis să atribuie 45 medalii de aur. Printre ţările cu produse medaliate s-au numărat Cehoslovacia, URSS, R.F.G., R.D.G., Olanda, SUA, România, Bulgaria, Franţa, Italia şi altele.

S-a apreciat că participarea la concurs a demonstrat o mare reuşită în efortul constructorilor mondiali de a realiza produse mecanice cu randament elevat, că dezvoltarea mondială se caracterizează printr-un dinamism rapid în sectoarele economice, tehnice, tehnologice şi de organizare.

Programul ştiinţific al Tîrgului

Un astfel de program a fost orientat, mai înainte de toate, pe problemele sectorului dominant al Tîrgului, adică, pe construcţiile mecanice privind energetica, fără a se neglija însă celelalte domenii de construcţii de maşini. Pe lîngă prezentarea propriu-zisă a produselor, cu prospecte şi indicaţii date de specialişti, programul ştiinţific a cuprins conferinţe, colocvii şi zile tehnice de specialitate pe firme.

Atît manifestările tehnico-ştiinţifice cehoslovace, cît şi cele străine au fost organizate cu prezentări de filme tehnice, diapozitive şi ample explicaţii, cu reuniuni şi conferinţe de presă.

Participarea la toate aceste manifestări a reunit în total 1 951 de specialişti din care 156 străini.

Dezvoltarea dinamismului relaţiilor dintre Republica Socialistă România şi Republica Socialistă Cehoslovacă

La această ediţie a Tîrgului de construcţii mecanice de la Brno s-a subliniat că relaţiile dintre România şi Cehoslovacia se dezvoltă în baza prieteniei tradiţionale dintre cele două ţări şi a interesului comun de edificare a societăţii socialiste dezvoltate.

Cooperarea între România şi Cehoslovacia se desfăşoară în conformitate cu principiile egalităţii, al respectării suveranităţii naţionale şi avantajului reciproc, ceea ce a fost confirmat şi la ultima întîlnire a şefilor celor două ţări, secretarul general al Partidului Comunist Român şi preşedintele Republicii Socialiste România, tovarăşul Nicolae Ceauşescu şi secretarul general al Comitetului Central al Partidului Comunist Cehoslovac şi preşedintele Republicii Socialiste Cehoslovacia, tovarăşul Gustáv Husák, în mai 1981. Cele două ţări întreţin relaţii comerciale animate pe de o parte de acordurile bilaterale pe termen lung şi pe de altă parte, pe baza cooperării socialiste dintre ţările membre ale CAER.

În ultimii ani aceste relaţii au marcat un progres substanţial, Cehoslovacia devenind unul dintre partenerii comerciali principali ai României. Volumul schimburilor comerciale între cele două ţări, constituind 40 procente, este confirmat prin documentul semnat de şeful statului român, tovarăşul Nicolae Ceauşescu la ultima sa vizită la Praga.

În prezent România are relaţii comerciale cu mai mult de 150 ţări. Volumul comerţului exterior în cincinalul actual a ajuns la 11,9 procente.

Principalele elemente de export le constituie maşinile şi echipamentele, produse ale industriei electrotehnice şi electronice, materialele de construcţii, precum şi o vastă gamă de alte produse. Accentul principal este pus pe calitatea produselor, completată de un ansamblu de măsuri privind atît cercetarea şi dezvoltarea, cît şi producţia.

Cehoslovacia joacă un rol important în contactele comerciale ale României cu ţările socialiste. România exportă în R.S.C. o gamă largă de produse ca: maşini-unelte, locomotive, maşini agricole, calculatoare electronice, bunuri de larg consum şi variate sorturi de produse alimentare, importînd din Cehoslovacia diverse sortimente de maşini, echipamente şi alte produse cu bun renume în România, datorită calităţilor lor deosebite.

Pe lîngă schimburile comerciale, colaborarea între R.S.R. şi R.S.C. mai cuprinde şi domeniile cooperării şi al specializării industriale. În ultimul cincinal aceste forme de colaborare au reprezentat 20 procente din cifrele globale de colaborare, referindu-se în principal la industria construcţiilor de maşini şi la industria chimică. Cele două ţări au stabilit 12 acorduri de cooperare şi specializare în fabricarea maşinilor-unelte, calculatoare, aparate de măsură şi control, ca şi diferite instalaţii pentru industria chimică. În prezent se duc tratative pentru cooperarea în industria de automobile. De asemenea, se pot menţiona relaţiile de cooperare în domeniul ştiinţific şi tehnic, acţiuni comune celor două ţări.

Standul cehoslovac la Tîrgul de la Brno

Ca ţară gazdă Cehoslovacia a ocupat cea mai mare parte a ariei expoziţionale. Vizitatorii au putut aprecia spre exemplu, difractometrul cu raze x care permite examinarea materialelor cristaline; spectrometrul radiologic multicanal SRM-18 pentru analiza automată a diferitelor materiale, ca şi aparatele mobile „Nora" şi „Mira 2 D" pentru controlul nedistructiv al calităţii produselor. Cu acest aparat pot fi controlate şarpantele în oţel în profunzime de 10 ÷ 20 milimetri. Gammadefectoscopul, expus în patru variante, contribuie la examinarea structurii materialelor pînă la adîncimea de 60 mm.

La expoziția cehoslovacă în domeniul industriei electrotehnice și a subramurilor înrudite s-au mai evidențiat produsele firmelor „Pragoinvest", ZSE și ČKD — Praga, Skoda-Plzen etc. Printre produsele lor mai deosebite s-au remarcat : sursa de metalizare TY MEZ 500 cu semiconductoare, destinată metalizării cu aluminiu, zinc, bronz, fier și alte metale, prezentată ca noutate de „Pragoinvest"; motorul trifazic asincron tip 3V252 — O4H; o nouă serie de elemente semiconductoare ČKD; turbocompresorul „REGHINA III, tip 6 RSA70; compresoare frigorifice de tipul NF ș.a.

Cel mai spectaculos și mai mare produs expus la Tîrgul din Brno 1981 a fost locomotiva electrică universală tiristorizată Skoda S9E. Este prima locomotivă de rută, destinată căilor ferate cehoslovace, echipată cu un sistem de reglaj cu tiristoare prin impulsuri. Datorită folosirii semiconductoarelor această locomotivă permite economisirea a 5÷20 procente de energie electrică, ceea ce reprezintă anual 50 000 de kilowatt-oră.

Greta Andrei

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

14—20. III. 1982

Vă așteptăm!

Branșa de electrotehnică/tehnica automatizărilor vă prezintă o privire generală asupra ofertei internaționale.

Această ofertă este expusă pe cca. 23 000 m² de firme cu renume din 422 țări. Exponatele ramurilor conexe permit o largă informare, orientare și dispunere.

Intreprinderile de comerț exterior ale țării gazdă tratează și încheie două treimi din contractele sale la Tîrgul din Leipzig.

Un program tehnico-științific oferă o privire generală complexă asupra acestei ramuri a industriei și îmbină informația tehnică cu demonstrații practice la standurile expoziționale.

La revedere la Leipzig.

Informații și legitimații de tîrg puteți obține prin ONT — Carpați sau prin Camera de comerț de pe lîngă Ambasada R.D.G. în R.S. România, str. Dumbrava Roșie nr. 4, București.

ONT — Carpați organizează și călătorii de grupuri de experți la Leipzig, cu participare gratuită la conferințe și vizite de specialitate.

1982 SEP 1

E 2040

R

REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1982

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 2 februarie 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.333

GENERATOARE ASINCRONE
MICROHIDROCENTRALE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Budişan, N., Fericean, S., Lungu, C. : **Armonicile de tensiune în reţelele microhidrocentralelor autonome cu generatoare asincrone şi sisteme automate disipative de energie cu amplificatoare magnetice pentru reglarea puterii.**

E.E.A.— Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982 p. 45

Se prezintă rezultatele experimentale şi consideraţii privind armonicile de tensiune în reţelele microhidrocentralelor, armonici datorate utilizării, în scopul reglării puterii turbinei, a unor disipatori de energie electrică, alimentaţi prin intermediul unor amplificatoare magnetice reglate automat, cît şi datorate neliniarităţii generatorului asincron şi a inductanţelor de reglare a tensiunii acestuia.

CZ 621.39

NFORMAŢIE CANTITATIV-CALITATIVĂ

Munteanu, V., Lucanu, M., Zaharia, Gh : **Asupra măsurării informaţiei cantitativ-calitative.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 48

Se propune măsurarea informaţiei transmise prin mesaje cu anumite probabilităţi şi înzestrate cu anumite utilităţi, definindu-se informaţia cantitativ-calitativă. Se calculează entropiile cantitativ-calitative ale surselor discrete, complete şi fără memorie şi ale surselor discrete, ergodice, cu memorie. Relaţiile deduse constituie generalizări ale conceptelor clasice asupra informaţiei.

CZ 658.562: 621.004.64: 681.143

SISTEME DE CALCUL
REDONDANŢĂ

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M. : **Redondanţa în sistemele de calcul.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb. 1982, p. 52

În lucrare se examinează relaţii între fiabilitate, mentenabilitate şi disponibilitate, în cazul unor sisteme electronice de calcul, al căror timp de misiune este planificat. Din cauza imposibilităţii de a determina exact expresia matematică a legii de distribuţie a timpului de bună funcţionare se va introduce distribuţia Poisson, care aproximează suficient de bine realitatea; se prezintă diferite tipuri de redondanţă, folosite în sistemele de calcul, subliniind interdependenţa între nivelul de redondanţă şi fiabilitate. Se sugerează unele idei pentru proiectanţii sistemelor de calcul în scopul alegerii unei variante optime, în funcţie de nivelul indicatorilor de fiabilitate, mentenabilitate sau disponibilitate.

CZ 621.313.333: 538.4

POMPA CILINDRICĂ DE INDUCŢIE
CALCUL DE DIMENSIONARE

Fireţeanu, V., Stănescu, E. : **Particularităţile dimensionării pompei cilindrice de inducţie.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 57

Lucrarea prezintă o metodică de calcul a pompei cilindrice de inducţie, cu miez magnetic interior, pentru metale topite. Se au în vedere pierderile de presiune în canal şi regimul termic al inductorului. Metodica a fost aplicată şi verificată pe prototipul pompei pentru transvazarea plumbului NEFERAL 1.

CZ 621.313.333

ECUAŢIILE MAŞINII ASINCRONE
SISTEM BIFAZIC ECHIVALENT
MODELUL ANALOGIC AL MOTORULUI ASINCRON

Nerodea, T. : **Contribuţii la modelul analogic al motorului asincron.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 62

În articol se prezintă modelul analogic al unui motor asincron, realizat de autor, stabilindu-se cauzele care duc la instabilitatea sistemului şi aplicîndu-se măsuri care elimină efectele generatoarelor de eroare de la intrarea amplificatoarelor operaţionale.

CZ 621.39

SENZITIVITATE
FUNCŢIE PARŢIALĂ
PUNCT DE INFLEXIUNE

Căţuneanu, V., Mihalache, A. : **Diagnoza circuitelor electronice liniare.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 70

Pornind de la parametrizarea funcţiei de transfer, în lucrare se prezintă o metodă de diagnoză a circuitelor electronice liniare bazată pe urmărirea funcţiilor parţiale şi identificarea atît a elementului defect, cît şi a variaţiei acestuia. Metoda prezentată este implementată pe un sistem de calcul, prezentîndu-se organigrama programului de diagnoză. Pentru exemplificare este prezentat un exemplu de diagnoză prin metoda expusă.

CZ 621.317.7

APARATE ŞI MĂSURI ELECTRICE

Popescu, D., Hohan, I., Droaşcă, B. : **Măsurarea numerică a turaţiilor joase.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 74

Se prezintă un traductor numeric, conceput de autori, care transformă direct, fără utilizarea unui dispozitiv de conversie, perioada în turaţie. Ca sensor s-a folosit un element de tip inductiv care prezintă o serie de avantaje : încărcarea axului cu un cuplu rezistent foarte mic, fiabilitate ridicată, insensibilitate la perturbaţii, timp de răspuns foarte bun.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

DK 621.39

QUANTITATIV-QUALITATIVE INFORMATION

Munteanu, V., Lucanu, M., Zaharia, Gh. : **Über die Messung der quantitativ-qualitativen Information.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 48

Es wird die Messung der Information, die durch Nachrichten bestimmter Wahrscheinlichkeit übermittelt und mit bestimmter Nutzbarkeit versehen wurde, vorgeschlagen, wobei die quantitativ-qualitative Information definiert wird. Es wird die quantitativ-qualitative Entropie der vollständigen, diskreten Quellen ohne Speicher und der ergodischen, diskreten Quellen mit Speicher berechnet. Die gefolgerten Beziehungen stellen Verallgemeinerungen der klassischen Begriffe über die Information dar.

DK 648.562 : 621.004.64 : 681.143

RECHENSYSTEME
REDUNDANZ

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M. : **Die Redundanz in Rechensystemen.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 52

In der Arbeit werden die Beziehungen zwischen Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit im Falle einiger Rechensysteme, deren Einsatzzeit geplant ist, untersucht. Wegen der Unmöglichkeit, den mathematischen Ausdruck des Verteilungsgesetzes der Zeit des einwandfreien Betriebs genau zu bestimmen, wird die Poisson-Verteilung, die die Wirklichkeit ausreichend gut annähert, eingeführt werden ; es werden verschie dene, in Rechensystemen verwendete Redundanztypen vorgestellt, wobei der Zusammenhang zwischen dem Redundanzniveau und der Zuverlässigkeit hervorgehoben wird ; es werden für die Projektanten der Rechensysteme einige Ideen zwecks Auswahl einer optimalen Variante in Abhängigkeit von dem Niveau der Zuverlässigkeits — und Verfügbarkeitsanzeiger vor geschlagen.

DK 621.313.333 : 538.4

ZYLINDERFÖRMIGE INDUKTIONSPUMPE
AMBESSUNGSAUSLEGUNG

Fireţeanu, V., Stănescu, E. : **Besonderheiten der Bemessung der zylinderformigen Induktionspumpe.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 57

Die Arbeit schildert eine Methodik zur Berechnung der zylinderförmigen Induktionspumpe mit Magnetkern für geschmolzene Metalle. Es werden die Druckverluste im Kanal und der Wärmebetrieb des Induktors in Betracht gezogen. Die Methodik wurde am Prototyp der Pumpe zum Umfüllen des NEFERAL — 1-Bleies verwendet und geprüft.

DK 621.313.333

GLEICHUNGEN DER ASYNCHRONMASCHINE
AQUIVALENTES ZWEIPHASENSYSTEM
ANALOGISCHES MODELL DES ASYNCHRONMOTORS

Nerodea, T. : **Beiträge zum analogischen Modell des Asynchronmotors.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 62

Im Artikel wird das Modell eines vom Autor entwickelten Asynchronmotors analogisch vorgestellt, wobei die Gründe, die zur Unbeständigkeit des Systems führen, festgelegt und Massnahmen, die die Wirkungen der Fehlergeneratoren am Eingang der Operationsverstärker beseitigen, angewendet werden.

DK 621.39

EMPFINDLICHKEIT
TEILFUNKTION
INFLEXIONSPUNKT

Cătuneanu, V., Mihalache, A. : **Diagnose der elektronischen Linearschaltungen.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 70

Von der Parameterkennzeichnug der Übergangsfunktion ausgehend wird eine Methode zur Diagnostizierung der elektronischen Linearschaltungen, die sich auf die Überwachung der Teilfunktionen und die Identifizierung des Elements „Störung" als auch seiner Variation stützt, vorgestellt. Die vorgestellte Methode wird in ein Rechensystem implementiert, wobei das Organigramm des Diagnoseprogramms angegeben wird. Als Beispiel wird eine durch diese Methode durchgeführte Diagnose angegeben.

DK 621.317.7

ELEKTRISCHE GERÄTE UND MESSUNGEN

Popescu, D., Hohan, I., Droaşcă, B. : **Digitale Messung der Niederdrehzahlen.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 74

Es wird ein Digitalwandler, der vom Autor entworfen wurde und der die Periode direkt, ohne eine Umwandlungseinrichtung in Drehzahl unwandelt, vorgestellt. Als Fühler wurde ein Element von induktivem Typ, der eien Reihe Vorteile aufweist, verwendet : Belastung der Achse mit einem sehr kleinen Gegendrehmoment, hohe Zuverlässigkeit, Unempfindlichkeit gegen Störungen, sehr gute Ansprechzeit.

CONTENTS

DC 621.313.333

ASYNCHRONOUS GENERATORS
MICRO-HYDROELECTRIC POWER STATION
AUTOMATION IN ENERGETICS

Budişan, N., Fericean, S., Lungu, C. : **Voltage harmonics in automatic micro-hydroelectric power station networks with asynchronous generators and energy dissipation automatic systems provided with magnetic amplifiers for power control.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb. 1982, p. 45

Experimental results and considerations on voltage harmonics in networks, are presented. The harmonics are caused by electrical energy dissipators used for turbine power control, which are supplied through automatically adjusted magnetic amplifiers. The harmonics are also caused by the asynchronous generator nonlinearity, as well as by the inductances for its voltage control.

DC 621.39

QUANTITATIVE-QUALITATIVE INFORMATION

Munteanu, V., Lucanu, M., Zaharia, Gh. : **On quantitative-qualitative information measurement.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 48

A measurement method is proposed for the information transmitted through messages with certain probabilities, also having a certain utility ; the quantitative-qualitative information is defined. The quantitative-qualitative entropies of the discrete, complete, and memory-less sources, as well as those of the discrete, ergodic, memory-provided sources, are calculated. The relations derived, represent generalizations of the classical concepts regarding the information.

DC 658.562 : 621.004.64 : 681.143

COMPUTATION SYSTEMS
REDUNDANCY

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M. : **The redundancy in computation systems.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 52

The paper deals with the relationship between reliability maintenability, and availability in the case of some electronic computation systems, the mission time of wich is planned. Due to the fact that it is impossible to accurately determine the mathematical expression for the proper operation time distribution law, Poisson's distribution will be introduced, which approximates fairly well the reality ; various redundancy types are presented, used in computation systems, the interdependence between the redundancy level and the reliability being pointed out ; certain ideas are suggested for the computation systems designer in view of selecting the optimum variant, function of the reliability indicators level, the maintenability, or the availability.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.333

АСИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
МИКРОГИДРОСТАНЦИИ
АВТОМАТИЗАЦИИ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Будишан, Н., Феричеан, С., Лунгу, К.: **Гармоники напряжения в сетях автоматических микрогидростанциях с асинхронными генераторами и рассеянными автоматическими системами энергии с магнитными усилителями для регулирования мощности.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 45

В работе представляются экспериментальные результаты и соображения по гармоникам напряжения в сетях микрогидростанций, вытекающим в результате применения устройств для рассеяния электрической энергии в целях регулирования мощности турбины, питающих магнитными усилителями автоматически регулированными а также вследствие нелинейности асинхронного генератора и индуктивностей регулирования его напряжения.

УДК 621.36

КОЛИЧЕСТВЕННО-КАЧЕСТВЕННАЯ
ИНФОРМАЦИЯ

Мунтяну, В., Лукану, М., Захария, Г.: **О изменении количественно-качественной информации.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 48

Предлагается измерение информаций переданной путём сообщений обладающих определёнными вероятностями и полезностями, определяя таким образом количественно-качественную информацию. Расчитываются количественно-качественные энтропии дискретных источников комплектных и без памяти и дискретных, эргодических источников с памятью. Полученные отношения являются обобщением классических концепции о информаций.

УДК 658.621.004.64:681.143

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ
ИЗБЫТОЧНОСТЬ

Лэзэрою, Д., Ф., Бэлан, М.: **Избыточность вычислительных систем.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 52

В работе рассматриваются отношения между надёжностью, функциональностью и доступностью в случае вычислительных систем, время функционирования которых планифицировано. Из-за невозможности точного определения математического отношения закона распределения времени работы без отказа, включается распределение «POISSON», которое достаточно апроксимирует реальность.

В работе также излагаются различные типы избыточности, использованные для вычислительных систем подчёркивая взаимозависимость между уровнем избыточности и надёжностью: представляется несколько предложений для проектировщиков вычислительных систем в целях выбора оптимального варианта в зависимости от уровня показателей надёжности, функциональности или доступности.

УДК 621.313.333.538.4

ИНДУКЦИОННЫЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКИЙ НАСОС
ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ

Фирецяну В., Стэнеску, Е.: **Особенности определения размеров индукционного цилиндрического насоса.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, №. 2, февраль 1982, стр. 57

В работе представляется методика расчёта индукционного цилиндрического насоса, с внутренним магнитным сердечником, для расплавленных металлов. Учитываются потери давления в каналах, а также термический режим индукрота.

Методика была использована и испытана на опытном образце насоса для переноса свинца „NEFERAL 1".

УДК 621.313.333

УРАВНЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ
ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА
АНАЛОГИЧНАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО
ДВИГАТЕЛЯ

Неродя, Т.: **Вклад в разработку аналогичной модели асинхронного двигателя.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 62

В статье представляется аналогичная модель асинхронного двигателя, созданная автором, и были определены причины приводящие к нестабильности системы, при применении мер, устраняющих эффекты генераторов погрешности от входа операционных усилителей.

УДК 621.39

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ
ЧАСТИЧНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ
ТОЧКА ИЗЛОМА

Кэтуняну, В., Михалаке, А.: **Диагноз электронных линейных цепей.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 70

Исходя из параметризации зависимости перехода, в работе представляется метод диагноза линейных электронных цепей, основанный на исследовании частичных зависимостей, а также на идентификации как элемента-эффекта, так и его изменения.

Представленный метод включается в вычислительную систему и представляется органиграмма программы диагноза. В качестве пояснения приведён пример диагноза путём данного метода.

УДК 621.317.17

АППАРАТЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Попеску, Д., Хохан, И., Дроашкэ, В.: **Числовое измерение малых оборотов.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 2, февраль 1982, стр. 74

В работе представляется числовой датчик, созданный авторами, который прямо преобразует период и число оборотов, без применения устройства преобразования.

В качестве сензора был применён элемент индуктивного типа представляющий ряд выгодностей; нагрузка вала с нагрузочным моментом очень малый, повышенная надёжность, нечувствительность при помехах, очень хорошее время ожидания ответа.

INHALT

DK 621.313.333

ASYNCHRONGENERATOREN
KLEINWASSERKRAFTWERK
ENERGITIKAUTOMATISIERUNGEN

Budişan, N., Fericean, S., Lungu, C.: **Spannungsoberwellen in den Netzen automatischer Kleinwasserkraftwerke mit Asynchrongeneratoren und automatischen Energiezerstrenungssystemen mit magnetischen Verstärkern zur Leistungsregelung.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 2, Februar 1982, S. 45

Es werden die experimentellen Ergebnisse und Betrachtungen über die Spannungsoberwellen, die auf den Gebrauch einiger Stromzerstreueur, die mittels automatisch geregelten, magnetischen Verstärkern gespeist werden, zwecks Turbinenleistungsregelung sowie auf die Nichtlinearitäten des Asynchrongenerators und der Induktanz zur Generatorspannungsregelung zurückgeführt werden, geschildert.

DC 621.313.333 : 638.4
CYLINDRICAL INDUCTION PUMP
RATING COMPUTATION
Firețeanu, V., Stănescu, E. : **Characteristics of the cylindrical induction pump rating.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 57

The paper deals with a computation method for the magnetic core cylindrical induction pump, for melted metals. Pressure losses in the channel, and the inductor thermal state, are considered. The method has been applied and checked on the pump prototype for NEFERAL 1 lead pumping over.

DC 621.313.333
INDUCTION MACHINE EQUATIONS
EQUIVALENT TWO-PHASE SYSTEM
INDUCTION MOTOR ANALOGUE MODEL
Nerodea, T. : **Contributions to the induction motor analogue model.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 62

The paper presents the analogue model of an induction motor, developed by the author, the causes leading to the system instability being established. Certain measures are taken, which remove the effects of the error generators at the operational amplifiers input.

DC 621.39
SENSITIVITY
PARTIAL FUNCTION
INFLEXION POINT
Cătuneanu, V., Mihalache, A. : **Linear electronic circuits diagnosis.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 70

Starting from the transfer function parameter setting, the paper describes a diagnosis method for the linear electronic circuits based on following the partial functions and identifying both the failed element, and its variation. The method described is implemented on a computation system ; the diagram of the diagnosis program is also presented. For illustration purposes, a diagnosis performed by means of the described method, is presented.

DC 621.317.7
ELECTRICAL APPARATUSES AND MEASURES
Popescu, D., Hohan, I., Droașcă, B. : **Low speed digital measurement.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, feb 1982, p. 74

A digital transducer developed by the authors, is described, which transforms the revolution period directly, no conversion device being required. As a sensor, an inductive type element has been used, which offers several advantages : the shaft is loaded with a very low load torque, a high realibility, insensitiveness to disturbances, a very good response time.

SOMMAIRE

CD 621.313.333
GÉNÉRATEURS ASYNCHRONS
MICRO-CENTRALES HYDRO-ÉLECTRIQUES
AUTOMATISATION DE L'ÉNERGETIQUE
Budișan, N., Fericean, S., Lungu, C. : **L'harmonique de tension dans les réseaux des micro-centrales hydro-électriques automates, à générateurs asynchrons et à systeme automates de dissipation de l'énergie à l'amplificateurs magnétiques pour le réglage de la puissance.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 45

On présente les résultats des experiences et les considérations concernant les harmoniques de tension dans les réseaux des micro-centrales hydro-électriques qui apparaissent à cause de l'emploi, pour le réglage de la puissance de la turbine, de cerstains dissipateurs d'énergie électrique, ces dissipateurs alimentés par des amplificateurs magnétiques à réglage automate, ainsi qu'à cause de la non-linéarité du générateur asynchrone et des inductances de réglage de la tension du générateur.

CD 621.39
INFORMATION QUANTITATIVE-QUALITATIVE
Munteanu, V., Lucanu, E., Zaharia, Gh. : **Au sujet de la mesure de l'information quantitative — qualitative.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 48

On propose la mesure de l'information transmise à l'aide de messages à certains probabilités et munnis de certaines utilités et on donne la définition de l'information quantitative-qualitative. On calcule les entropies quantitative-qualitatives des sources discrests complets et sans mémoire et des sources discrets ergodiques à mémoire. Les relations déduites représentent la généralisation des concepts classiques concernant l'information.

CD 658.562. 621.004.64.081.143
SYSTÉMES DE CALCUL
REDONDANCE
Lăzăroiu, D. F., Bălan, M. : **La redondance des systèmes de calcul.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 52

L'ouvrage examine les relations qui existent entre la fiabilité, le maintien et la disponibilité de certains systèmes électroniques de calcul dont le temps de mission est planifié. A cause de l'imposibilité de déterminer l'expression mathématique exacte de la loi de distribution du temps de fonctionnement, on doit introduire la distribution de Poisson, qui représente une assez bonne approximation de la réalité ; on présente des types différents de redondance utilisés dans les systèmes de calcul, on met en évidence l'interdépendence entre le nivel de redondance et la fiabilité ; on suggère des solutions pour ceux qui élaborent des systèmes de calcul afin de choisir l'optimum, selon le niveau des indices de fiabilité de maintien et de disponibilité.

CD 621.313.333. 538.4
POMPE CYLINDRIQUE À INDUCTION
CALCUL DE DIMENSIONNEMENT
Firețeanu, V., Stănescu, E. : **Particularités du dimensionnement de la pompe cylindrique à induction.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 57

L'ouvrage présente une méthode de calcul pour la pompe cylindrique à induction à noyan magnétique intérieur, utilisée avec des métaux founds. On prend en considération les pertes de pression dans le canal et le régime thermique de l'inducteur. La méthodique a été appliquée et verifiée sur le prototype de la pompe pour le transvasement du plomb NEFERAL 1.

CD 621.313.333
LES ÉQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE
SYSTÈME EQUIVALENT BIPHASÉ
MODÈLE ANALOGIQUE DE MOTEUR ASYNCHRONE
Nerodea, T. **Contribution au modèle analogique du moteur asynchrone.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 62

A l'aide de la méthode analogique, l'article présente le modèle d'un moteur asynchrone, realisé par l'auteur même, déterminant les causes qui déterminent l'instabilité du systéme et appliquant les measures qui éliminent les effets des générateurs d'erreur placés a l'entrée des amplificateurs opérationnels.

CD 621.39
SENSITIVITÉ
FONCTION PARTIELLE
POINT D'INFLEXION
Cătuneanu, V., Mihalache, A. : **Diagnose des circuits électroniques linéaires.**
E.E.A. – Electrotehnica 30 nr. 2, fevrier 1982, p. 70

Ayant pour point de départ la paramétrisation de a fonction de transfert, l'ouvrage présente une méthode de diagnose des circuits électriques linéaires, fondée sur la poursuite des fonctions partielles et l'identification de l'élement defecté ainsi que de la variation de celui-ci. Cette méthode est appliquée sur un système de calcul et on présente l'organigramme du programme de diagnose. A titre d'exemple on présente un modèle de diagnose qui emploie la méthode que nous venons de présenter.

CD 621.317.7
APPAREILS ET MESURES ÉLECTRIQUES
Popescu, D., Hohan, I., Droașcă, B. : **La mesure numérique du nombre réduit de tours.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 2, fevrier 1982, p. 74

On présente un traducteur numérique, création des auteurs, qui réalise la transformation directe, sans employer des dispositifs de conversion, de la période en nombre de tours. En guise de détecteur on a utilisé un élément inductif qui presente plusieurs avantages : le chargement de l'axe avec un couple résistent très réduit, une grande fiabilité, insensibilité aux perturbations et un temps de reponse très bon.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 2

C.Z 621.313.333

GENERATOARE ASINCRONE
MICROHIDROCENTRALE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Armonicile de tensiune în reţelele microhidrocentralelor autonome cu generatoare asincrone şi sisteme automate disipative de energie cu amplificatoare magnetice pentru reglarea puterii

NICOLAE BUDIŞAN, SORIN FERICEAN, ONUŢ LUNGU* — Timişoara

1. Sisteme disipative de energie pentru reglarea puterii

În prezent, literatura de specialitate [1, 2] preconizează utilizarea, în reţelele microhidrocentralelor autonome, a unor sisteme automate disipative de energie care să compenseze fluctuaţiile consumului utilizatorilor şi, în acest fel, să asigure o putere constantă pentru generator, situaţie în care nu mai este necesară reglarea turbinei hidraulice, cu toate consecinţele ce decurg din acest lucru (eliminarea regulatorului de turaţie, relativ scump şi, mai ales, simplificarea turbinei şi ieftinirea ei).

În [1] se prezintă sistemul disipativ al firmei americane Woodward în care sarcina este constituită dintr-un număr de 4 rezistoare avînd valorile rezistenţelor ponderate în rapoartele 1 : 2 : 4 : 8. Rezistoarele sînt alimentate prin intermediul unor triace.

În [2] se propune folosirea unui rezistor disipator alimentat de la o punte cu tiristoare.

2. Sisteme disipative de energie cu amplificatoare magnetice

Autorii prezentei lucrări propun luarea în consideraţie a posibilităţii utilizării, pentru alimentarea sarcinii disipative a amplificatoarelor magnetice (figura 1), avînd în vedere fiabilitatea sporită şi simplitatea sistemului de comandă a acestora, în comparaţie cu al altor sisteme.

În studiu s-a avut în vedere şi posibilitatea utilizării unor disipatori de putere mai mică decît cea a generatorului [2], constanţa turaţiei, frecvenţei şi/sau tensiunii se asigură, în acest caz, printr-un reglaj combinat: un reglaj rapid al sarcinii disipative, la variaţia practic instantanee a sarcinii utilizatorilor şi un reglaj lent al debitului turbinei, pentru aducerea disipatorilor în starea de aşteptare, pregătiţi fiind pentru noi intervenţii.

Cea de a doua posibilitate, la care s-a făcut referire mai sus şi în [2], ar rezolva două probleme:

1 — reducerea puterii instalate a disipatorilor de energie şi prin aceasta a preţului acestora;

2 — reducerea amplitudinii armonicilor de curent ale disipatorului şi, prin aceasta, a influenţei acestora asupra tensiunii reţelei.

În cadrul cercetărilor care fac obiectul lucrării de faţă a fost studiată influenţa armonicilor curentului disipativ asupra tensiunii reţelei în cazul alimentării monofazate şi trifazate a disipatorilor de diferite puteri cu amplificatoare magnetice de puteri corespunzătoare.

Au fost luate în consideraţie amplificatoare magnetice din seria AMD(AMSU) produse de către Intr. „Electrotehnica" — Bucureşti şi alimentarea monofazată sau trifazată în stea a disipatorilor (sînt posibile şi alte soluţii).

* Prof. dr. ing. *Budişan, N.*, ing. *Fericean, S.*, ing. *Lungu, O.* — Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

Tabelul 1

Armonicile de tensiune şi factorul de distorsiune a tensiunii reţelei generatorului asincron autonom cu excitaţie capacitivă

Regimul	Ordinul armonicii, ν	Valoarea efectivă a armonicii, U_R	Factorul de distorsiune a tensiunii, K_U
—	—	v	%
1. Mersul în gol al generatorului asincron, fără sarcină utilă şi fără sarcină disipativă			
1.1. fără inductanţa L_{var} (pentru reglarea tensiunii)	1	169,80	
	2	0,83	
	3	3,39	
	4	0,39	
	5	0,38	
	6	0,32	2,27
	8	0,74	
	10	0,42	
	13	0,51	
	16	0,39	
	20	1,05	
1.2. cu inductanţa L_{var}	1	218,78	
	2	3,47	
	3	10,47	
	4	1,41	
	5	6,92	
	6	2,19	6,18
	8	2,14	
	10	1,00	
	13	0,59	
	16	0,32	
	20	0,52	
2. Cu disipator de energie trifazat alimentat cu amplificatoare magnetice			
2.1. $P_{GA} = 3\,000$ W, $P_{UTIL} = 2\,500$ W $P_{DISIPATORI} = 0$,	1	213,50	
	2	1,51	
	3	7,41	
	4	1,15	
	5	2,04	
	6	0,68	3,81
	8	0,74	
	10	1,05	
	13	0,85	
	16	0,72	
	20	0,44	
2.2. $P_{GA} = 3\,000$ W, $P_{UTIL} = 1\,250$ W, $P_{DISIPATORI} = 1\,250$	1	199,5	
	2	1,6	
	3	11,5	
	4	1,93	
	5	4,79	
	6	2,36	6,65
	8	1,11	
	10	1,39	
	13	1,29	
	16	1,84	
	20	0,90	
2.3. $P_{GA} = 3\,000$ W $P_{UTIL} = 0$ $P_{DISIPATORI} = 2\,500$ W	1	199,5	
	2	2,2	
	3	17,0	
	4	2,6	9,12
	5	3,5	
	6	1,9	
	8	1,7	
	10	1,9	
	13	2,3	
	16	1	
	20	1,4	
3. Cu disipator de energie monofazat, alimentat de la faza R şi consumatori utili, alimentaţi de la fazele S şi T			
3.1. $P_{GA} = 0{,}6(P_{GA})_N = 2\,200$ W $P_{UTIL} = 1800$ W $P_{DISIPATORI} = 0$	1	213,80	
	2	1,14	
	3	10,87	
	4	0,63	
	5	1,12	
	6	0,35	5
	8	0,40	
	10	0,74	
	13	0,32	
	16	0,64	
	20	0,71	
3.2. $P_{GA} = 2\,200$ W $P_{UTIL} = 900$ W $P_{DISIPATORI} = 900$ W	1	213,80	
	2	1,17	
	3	23,44	
	4	1,66	
	5	5,49	
	6	2,04	11,61
	8	2,95	
	10	3,09	
	13	2,29	
	16	1,86	
	20	1,38	
3.3. $P_{GA} = 2\,200$ W $P_{UTIL} = 0$ $P_{DISIPIATORI} = 1800$ W	1	218,77	
	2	1,66	
	3	11,48	
	4	0,89	
	5	3,31	
	6	0,85	5,65
	8	1,15	
	10	1,48	
	13	0,79	
	16	0,71	
	20	0,95	

3. Armonicile de tensiune ale reţelei generator autonom asincron cu excitaţie capacitivă, cu disipator de energie alimentat cu amplificatoare magnetice

Schema principială a instalaţiei experimentale realizate este cea din figura 1. Au fost utilizate :

— o maşină asincronă avînd datele nominale : $P_N = 3$ kW ; $U_N = 380/220$ V, $n_N = 920$ rot/min (în regim de motor) ; $\cos \varphi_N = 0{,}72$ (în regim de motor) ;

— amplificatoare magnetice AMD 41 A, $P_N = 950$ VA ; $U_{ca} = 220$ V ; $I_{ca} = 4{,}3$ A ; $I_p = 0{,}5$ A ; $I_c = 0{,}33$ A ;

— rezistori disipativi : $R = 44$ Ω.

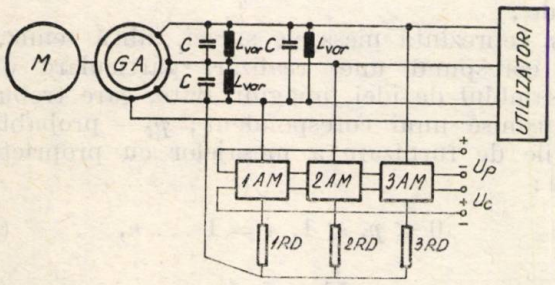


Fig. 1. Schema principială a sistemului experimentat, cu generator asincron autonom cu excitaţie capacitivă şi cu disipatori de energie alimentaţi prin intermediul amplificatoarelor magnetice :

GA — generator asincron ; *M* — motor de antrenare ; 1 AM, 2 AM, 3AM — amplificatoare magnetice ; 1 RD, 2 RD, 3 RD, — rezistoare disipative de energie ; *C* — condensatoare de excitaţie ; *Lvar* — inductanţe variabile pentru reglarea tensiunii.

Menţinînd, printr-o comandă corespunzătoare, puterea debitată de către generatorul asincron la o valoare constantă, în condiţiile de variaţie a sarcinii utile, au fost determinate armonicile de tensiune ale reţelei considerate pentru două regimuri extreme şi unul intermediar, utilizînd un analizor de armonici. Rezultatele experimentale, valorile armonicilor de tensiune ale reţelei (tensiunea de fază), cît şi a factorului de distorsiune a tensiunii :

$$K_U = \frac{\sqrt{\Sigma U_{\nu \neq 1}^2}}{U_1},$$

sînt prezentate în tabelul 1, corespunzător funcţionării în gol a generatorului, respectiv, corespunzător funcţionării în sarcină cu disipator trifazat, alimentat cu 3 amplificatoare magnetice şi cu disipator monofazat, alimentat cu un singur amplificator magnetic (ceea ce simplifică şi ieftineşte instalaţia). Funcţionarea în gol a generatorului asincron, fără şi cu inductanţa L_{var} de reglare a curentului capacitiv de excitaţie, a fost luată în consideraţie în vederea elucidării problemei nivelului de armonici datorate generatorului însuşi, respectiv datorate generatorului asincron şi inductanţei L_{var}.

În cazul utilizării unui disipator monofazat, alimentat corespunzător, de la un amplificator magnetic, utilizatorii au fost conectaţi la două faze ale generatorului, iar disipatorul la cea de a treia fază, considerînd posibilă încărcarea fazei de alimentare a disipatorului, în lipsa sarcinii utile (pe celelalte două faze), de 0,6 $(P_{GA})_N$, posibilitate menţionată în [3].

4. Concluzii

Analiza rezultatelor experimentale obţinute conduc la următoarele concluzii :

1. În cazul utilizării sistemului cu generator asincron avînd o putere nominală de 3 kW, cu disipatori de energie trifazaţi, avînd puterea nominală egală cu cea a generatorului, alimentaţi cu trei amplificatoare magnetice, se constată, la variaţia puterii consumate de către utilizatori între zero şi valoarea nominală, o variaţie a factorului de distorsiune a tensiunii de fază în limitele $K_U = 9{,}1 \div 3{,}8\,\%$, ceea ce se încadrează în prevederile unor norme (normele DIN [4]).

2. În cazul cînd nu se utilizează inductanţa L_{var}, pentru reglarea tensiunii, este de aşteptat o scădere a factorului de distorsiune cu circa 3 %.

3. În cazul unor puteri mai mari ale grupului energetic, sînt de aşteptat valori mai mici ale factorului de distorsiune, avînd în vedere scăderea mai pronunţată a impedanţei generatorului şi reţelei faţă de creşterea valorilor intensităţilor armonicilor de curent.

4. La un consum maxim util de 0,6 $(P_{GA})_N$, repartizat pe două faze, cu disipator de energie monofazat, alimentat de la cea de a treia fază, ceea ce simplifică şi ieftineşte sistemul, se constată, la variaţia puterii consumate de către utilizatori între zero şi valoarea maximă $(P_{UTIL})_{\max} = 0{,}6\ (P_{GA})_N$, o variaţie a factorului de distorsiune a tensiunii de fază în limitele $K_U = 5 \div 11{,}61\,\%$, ceea ce depăşeşte cu 1,61 % limitele admise de către normele amintite mai sus. Avînd însă în vedere că rezultatele au fost obţinute în prezenţa inductanţei cu neliniarităţi L_{var}, se poate concluziona că, în lipsa acesteia, K_U se va încadra în limitele admise.

5. Dacă se adoptă soluţia de reglaj combinat al disipatorilor de energie (reglaj rapid) cu cel al turbinei (reglaj lent), soluţie care ar reduce puterea şi costul disipatorilor de energie, valorile factorului de distorsiune a tensiunii de fază ar scădea faţă de cele arătate mai sus, corespunzător cu puterea nominală a disipatorilor utilizaţi.

Bibliografie

[1] *Woodward, J. L., Boys, J. T.* Electronic load governor for small hydro plants. În : Water Power and Dam Construction, July 1980.

[2] *Gheorghiță, L., Voia, I., Grando, I., Neda, T., Marton, N., Mureșan, A.* Cercetări experimentale preliminare și studiul posibilității „reglării" tensiunii fără regulator, cu „absorbanți de energie". Ac. 14.94.71. „Asimilarea a trei tipodimensiuni de bază pentru fabricația de microhidroagregate". Reșița, aprilie 1977, I.C.P.E.

[3] *Ivanov, A. A.* Generatori asincroni pentru centrale hidroelectrice de mică putere. București, Ed. energetică de stat, 1952.

[4] DIN 57160/VDE 0160, Teil 2, Okt 1975 : VDE-Bestimmung für die Ausrüstung von Starkstromanlagen mit elektronischen Betriebsmiteln der Leistungselektronik in Starkstromanlagen (BLE).

CZ 621.39

INFORMAȚIE CANTITATIV-CALITATIVĂ

Asupra măsurii informației cantitativ-calitative

VALERIU MUNTEANU, MIHAI LUCANU, GHEORHE ZAHARIA * — Iași

Introducere

În elaborarea noțiunii de informație în sens clasic [1, 2, 3], se neglijează aspectul semantic (calitativ) al acesteia, considerîndu-se numai aspectul cantitativ. În acest caz, se iau în considerație, în calculul informației, numai probabilitățile de realizare a evenimentelor aleatoare.

În practica uzuală, informația transmisă este folosită spre un anumit scop. Considerarea numai a dependențelor probabilistice între mesajele transmise este insuficientă, deoarece eficacitatea transmisiunii depinde și de alegerea acelor mesaje care corespund scopului urmărit. Din acest motiv, în orice sistem de transmisiuni ar trebui să se aprecieze (măsoare) și calitatea mesajelor transmise.

Informația transmisă va depinde deci, în general, atît de repartiția probabilistică a mesajelor, adică de latura obiectivă a experimentului, cît și de utilitatea acestora, care reflectă aspectul calitativ, subiectiv, legat de existența unui anumit scop. Evenimente identice, cu aceleași probabilități, pot să aibă utilități diferite pentru sisteme diferite, chiar cînd scopul este același; pe de altă parte, pentru un același sistem, aceleași evenimente pot avea diferite utilități, dacă scopul se modifică. Prin urmare, utilitățile diferitelor evenimente sînt direct legate de scopul propus și de sistemul folosit pentru realizarea sa. Rezultă deci că, utilitatea unui eveniment este o noțiune subiectivă, în timp ce probabilitatea de realizare a acestuia, în cadrul experimentului, este o noțiune obiectivă.

1. Definirea informației cantitativ-calitative

Fie o sursă S, discretă, completă și fără memorie, cu distribuția :

$$S : \begin{pmatrix} s_1 s_2 \dots s_n \\ p_1 p_2 \dots p_n \\ u_1 \cdot u_2 \dots u_n \end{pmatrix}, \tag{1}$$

unde :

s_i reprezintă mesajele sursei, adică semnale ce corespund unei realizări particulare din ansamblul de idei, imagini, date, care trebuie transmise unui corespondent; p_i — probabilitățile de furnizare a mesajelor cu proprietățile :

$$0 \leqslant p_i \leqslant 1, \quad i = 1 \dots n, \tag{2}$$

$$\sum_{i=1}^{n} p_i = 1; \tag{3}$$

u_i — utilitatea mesajului s_i. Această utilitate se apreciază printr-un număr real nenegativ ce reflectă aspectul calitativ al mesajului, fiind funcție de scopul urmărit și de sistemul de realizare.

Informația cantitativ-calitativă atașată mesajului s_i, $i_{pu}(s_i)$ va fi o funcție F, de probabilitatea p_i și utilitatea u_i. Pentru deducerea acestei funcții se consideră două mesaje s_i, s_j, independente atît probabilistic, cît și logic-cauzal, furnizate cu probabilitățile p_i, respectiv p_j și înzestrate cu utilizățile u_i, respectiv u_j.

Dacă :

$$s_k = s_i \cap s_j, \tag{4}$$

unde „n" este simbolul de intersecție a celor două mesaje, rezultă :

$$p(s_k) = p_i \cdot p_j. \tag{5}$$

Se face ipoteza că în condițiile independenței logic-cauzale a mesajelor s_i, s_j :

$$u(s_k) = u_i + u_j. \tag{6}$$

Deci, informația cantitativ-calitativă pe care o poate furniza mesajul s_k, $i_{pu}(s_k)$ va fi, în general, o funcție F de probabilitatea $p(s_k)$ și utilitatea $u(s_k)$:

$$i_{pu}(s_k) = F[p(s_k), u(s_k)]. \tag{7}$$

Se face, de asemenea, ipoteza că informația cantitativ-calitativă furnizată de două evenimente, independente probabilistic și cauzal,

* Institutul politehnic — Iași.

este egală cu suma informaţiilor cantitativ-calitative ataşate fiecărui eveniment în parte. Ca urmare:

$$i_{pu}(s_k) = i_{pu}(s_i) + i_{pu}(s_j). \quad (8)$$

Ţinînd seama de (7), relaţia (8) devine:

$$F[p(s_k),\ u(s_k)] = F(p_i,\ u_i) + F(p_j,\ u_j), \quad (10)$$

cu:

$$0 \leqslant p_i \leqslant 1,\ 0 \leqslant p_j \leqslant 1,\ u_i \geqslant 0,\ u_j \geqslant 0. \quad (11)$$

Pentru a determina soluţia ecuaţiei funcţionale (10), se definesc funcţiile:

$$z_i = \log_\alpha p_i,\ z_i \in R, \quad (12)$$

$$z_j = \log_\alpha p_j,\ z_j \in R, \quad (13)$$

unde:

$$\alpha \in (0,\ 1) \cup (1,\ +\infty). \quad (14)$$

Cu relaţiile (12) şi (13) ecuaţia funcţională (10) devine:

$$F(\alpha^{z_i+z_j},\ u_i+u_j) = F(\alpha^{z_i},\ u_i)+F(\alpha^{z_j},\ u_j). \quad (15)$$

Dacă se notează:

$$G(z,\ u) = F(\alpha^z,\ u), \quad (16)$$

ecuaţia (15) se poate scrie sub forma:

$$G(z_i + z_j,\ u_i + u_j) = G(z_i,\ u_i) + G(z_j,\ u_j). \quad (17)$$

Pentru: $z_i = z_j = 0$ rezultă:

$$G(0,\ u_i + u_j) = G(0,\ u_i) + G(0,\ u_j). \quad (18)$$

Notînd: $f(u) = G(0,\ u)$, (19)

ecuaţia (18) devine:

$$f(u_i + u_j) = f(u_i) + f(u_j), \quad (20)$$

a cărei soluţie este:

$$f(u) = a \cdot u,\ (\forall)\ u \in R,\ a \in R. \quad (21)$$

Soluţia ecuaţiei funcţionale (20), dată de relaţia (21), se deduce în [4] cu condiţia ca funcţia $f(u)$ să fie continuă măcar într-un punct.

Pentru: $u_i = u_j = 0$, ecuaţia (17) devine:

$$G(z_i + z_j,\ 0) = G(z_i,\ 0) + G(z_j,\ 0), \quad (22)$$

iar dacă se notează:

$$g(z) = G(z,\ 0), \quad (23)$$

se obţine:

$$g(z_i + z_j) = g(z_i) + g(z_j), \quad (24)$$

a cărei soluţie este de forma:

$$g(z) = b \cdot z,\ (\forall)\ z \in R,\ b \in R. \quad (25)$$

Soluţia ecuaţiei funcţionale (24) există, de asemenea, în cazul că funcţia $g(z)$ este continuă măcar într-un punct.

Pentru $u_i = z_j = 0$, ecuaţia funcţională (17) devine:

$$G(z_i,\ u_j) = G(z_i,\ 0) + G(0,\ u_j), \quad (26)$$

iar cu relaţiile (19) şi (23) se poate scrie:

$$G(z,\ u) = g(z) + f(u). \quad (27)$$

Pe baza relaţiilor (21) şi (25) relaţia (27) devine:

$$G(z,\ u) = b \cdot z + a \cdot u,\ (\forall)\ z \in R,\ (\forall)\ u \in R,$$
$$a \in R,\ b \in R, \quad (28)$$

sau dacă se ţine seama de relaţiile (12), (13) şi (16), soluţia ecuaţiei funcţionale (20) este de forma:

$$F(p,\ u) = b.\ \log_\alpha p + a \cdot u. \quad (29)$$

La deducerea funcţionalei dată de relaţia (29) s-a presupus că funcţiile $g(z)$, respectiv $f(u)$ sînt continue măcar într-un punct, ceea ce revine la condiţia ca $F(p,\ 0)$, respectiv $F(1,\ u)$ să fie continue măcar într-un punct.

Rezultă, în final, conform relaţiilor (7) şi (29), că informaţia cantitativ-calitativă, ataşată mesajului s_i, de utilitate u_i şi furnizat cu probabilitatea p_i, se poate calcula cu relaţia:

$$i_{pu}(s_i) = b \cdot \log_\alpha p_i + a \cdot u_i, \quad (30)$$

cu:

$$b \in R,\ \alpha \in (0,\ 1) \cup (1,\ +\infty),\ 0 \leqslant p_i \leqslant 1,$$
$$a \in R \text{ şi } u_i \in R^+. \quad (31)$$

Neglijarea aspectului semantic (calitativ) al informaţiei, revine la neglijarea în relaţia (30) a celui de al doilea termen din membrul drept. Rezultă astfel relaţia de calcul a informaţiei ataşată unui mesaj, în mod clasic, cantitativ [1, 2, 3].

2. Informaţia medie cantitativ-calitativă definită pe o sursă discretă, completă şi fără memorie

Fie o sursă S, discretă, completă şi fără memorie, cu distribuţia dată de relaţia (1).

Informaţia cantitativ-calitativă $i_{pu}(s_i)$, definită cu relaţia (30), determină o variabilă aleatoare discretă, ce ia valori cu probabilităţile:

$$p_i,\ i = \overline{1,\ n}.$$

Valoarea medie a acestei informaţii, numită şi entropia cantitativ-calitativă a sursei S, notată în continuare cu $H_{pu}(S)$, se poate calcula cu relaţia:

$$H_{pu}(S) = \sum_{i=1}^{n} p_i \cdot i_{pu}(s_i), \quad (32)$$

sau ţinînd seama de relaţia (30):

$$H_{pu}(S) = b \cdot \sum_{i=1}^{n} p_i \cdot \log_\alpha p_i + a \cdot \sum_{i=1}^{n} p_i \cdot u_i. \quad (33)$$

Dacă se neglijează aspectul semantic (calitativ) al informaţiei, ceea ce revine la omiterea celui de al doilea termen din membrul drept al relaţiei (33) şi se impune $b = -1$, $\alpha = 2$, rezultă entropia definită de C. E. Shannon [5].

EXEMPLUL 1

Se presupune că la un examen de stat s-au obţinut 5 note de 10; 10 note de 9; 40 note de 8; 20 note de 7 şi 5 note de 6. Aceste rezultate se transmit ministerelor de dublă subordonare în ordinea obţinerii lor. Notînd cu s_1 mesajul care specifică obţinerea notei 10 şi considerînd utilitatea acestui mesaj egală cu valoarea notei, rezultă că mesajul s_1 va fi furnizat cu probabilitatea $p_1 = \frac{1}{16}$, şi utilitatea $u_1 = 10$.

Cu alte cuvinte, desfăşurarea examenului de stat modelează o sursă discretă, completă şi fără memorie cu distribuţia:

$$S: \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 \\ p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 \\ u_1 & u_2 & u_3 & u_4 & u_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 \\ \frac{1}{16} & \frac{1}{8} & \frac{1}{2} & \frac{1}{4} & \frac{1}{16} \\ 10 & 9 & 8 & 7 & 6 \end{pmatrix}.$$

Dacă în relaţia (33) se consideră $n = 5$, $\alpha = 2$, $b = -1$ (pentru a obţine o informaţie medie cantitativă nenegativă) şi $a = 1$, atunci entropia cantitativ-calitativă a sursei respective are valoarea:

$$H_{pu}(S) = -\sum_{i=1}^{5} p_i \cdot \log_2 p_i + \sum_{i=1}^{5} p_i \cdot u_i =$$

$$= 1{,}875 + 7{,}875 = 9{,}750.$$

3. Informaţia medie cantitativ-calitativă definită pe extensia de ordin m a unei surse discrete, complete şi fără memorie

În multe modele de surse este util să se considere că sursa furnizează grupe de mesaje şi nu mesaje individuale.

În general, de la o sursă discretă, completă şi fără memorie S, ce poate furniza n mesaje $s_1, s_2, \ldots, s_n$, cu probabilităţile $p_1, p_2 \ldots, p_n$ şi utilităţile $u_1, u_2, \ldots, u_n$, se poate trece la o altă sursă, numită extensia de ordin m, notată în continuare cu S^m, dacă în sursa astfel indicată se furnizează grupe de m mesaje ale sursei S.

Extensia de ordin m va conţine n^m simboluri compuse de forma:

$$\sigma_i = s_{i1} \cdot s_{i2} \cdot s_{i3} \ldots s_{im}, \; i = \overline{1, n^m}, \quad (34)$$

unde, $s_{i1}, s_{i2}, s_{i3}, \ldots, s_{im}$ sînt mesaje ale sursei S.

Sursa S fiind presupusă fără memorie rezultă:

$$p(\sigma_i) = p(s_{i1}) \cdot p(s_{i2}) \ldots p(s_{im}) \quad (35)$$

şi:

$$u(\sigma_i) = u(s_{i1}) + u(s_{i2}) + \ldots + u(s_{im}). \quad (36)$$

Conform relaţiei (30) informaţia cantitativ-calitativă ataşată unui simbol compus σ_i se poate calcula cu relaţia:

$$i_{pu}(\sigma_i) = b \cdot \log_\alpha p(\sigma_i) + a \cdot u(\sigma_i). \quad (37)$$

Valoarea medie a informaţiei cantitativ-calitative definită pe extensia de ordin m a sursei S, notată în continuare cu $H_{pu}(S^m)$, va fi dată de o relaţie similară cu relaţia (33), adică:

$$H_{pu}(S^m) \sum_{i=1}^{n^m} = p(\sigma_i) \cdot i_{pu}(\sigma_i), \quad (38)$$

sau dacă se are în vedere de relaţia (37), rezultă:

$$H_{pu}(S^m) = b \cdot \sum_{i=1}^{n^m} p(\sigma_i) \cdot \log_\alpha p(\sigma_i) + a \cdot$$

$$\cdot \sum_{i=1}^{n^m} p(\sigma_i) \cdot u(\sigma_i). \quad (39)$$

Se poate demonstra uşor, prin inducţie matematică completă, că:

$$H_{pu}(S^m) = m \cdot H_{pu}(S), \quad (40)$$

unde, $H_{pu}(S)$ este dată de relaţia (33).

EXEMPLUL 2

Se consideră extensia de ordinul doi a sursei din exemplul 1. Distribuţia acestei surse va fi în acest caz de forma:

$$S^2: \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \ldots & \sigma_i & \ldots & \sigma_{25} \\ p(\sigma_1) & p(\sigma_2) & \ldots & p(\sigma_i) & \ldots & p(\sigma_{25}) \\ u(\sigma_1) & u(\sigma_2) & \ldots & u(\sigma_i) & \ldots & u(\sigma_{25}) \end{pmatrix},$$

unde:

$$\sigma_1 = s_1 \cdot s_1, \; \sigma_2 = s_1 \cdot s_2, \; \sigma_3 = s_1 \cdot s_3, \; \sigma_4 = s_1 \cdot s_4, \; \sigma_5 = s_1 \cdot s_5,$$

$$\sigma_6 = s_2 \cdot s_1, \; \sigma_7 = s_2 \cdot s_2, \; \sigma_8 = s_2 \cdot s_3, \; \sigma_9 = s_2 \cdot s_4, \; \sigma_{10} = s_2 \cdot s_5,$$

. . . . . .

$$\sigma_{21} = s_5 \cdot s_1, \; \sigma_{22} = s_5 \cdot s_2, \; \sigma_{23} = s_5 \cdot s_3, \; \sigma_{24} = s_5 \cdot s_4 \; \sigma_{25} = s_5 \cdot s_5,$$

iar:

$$p(\sigma_i) = p(s_i) \cdot p(s_j) \text{ şi } u(\sigma_i) = u(s_i) + u(s_j).$$

Considerînd în relaţia (40), $b = -1$, $\alpha = 2$, $a = 1$, $n = 5$ şi $m = 2$, rezultă:

$$H_{pu}(S^2) = -\sum_{i=1}^{25} p(\sigma_i) \cdot \log_2 p(\sigma_i) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{25} p(\sigma_i) \cdot u(\sigma_i) = 3{,}75 + 15{,}75 = 19{,}5.$$

4. Informaţia medie cantitativ-calitativă a unei surse ergodice, discretă, completă şi cu memorie

O sursă discretă cu memorie, de ordinul m, este caracterizată prin aceea că furnizarea unui mesaj este condiţionată de ultimele m mesaje, furnizate anterior.

Prin starea, la un moment dat, a unei surse discrete cu memorie de ordin m se înţelege succesiunea ultimelor m mesaje, furnizate anterior momentului considerat.

O sursă discretă cu memorie, de ordin m, va avea deci n^m stări. Sursa se va denumi ergodică, dacă cele n^m stări au probabilităţi invariante în timp.

Se consideră sursa ergodică, discretă, completă şi cu memorie de ordin m cu distribuţia dată de relaţia (1) şi starea S_i, caracterizată de următoarea succesiune de mesaje:

$$S_i \to s_{i1}, s_{i2}, \ldots, s_{im}. \tag{41}$$

$$\text{Fie } p(s_j/s_{i1}, s_{i2}, \ldots, s_{im})^{not} p(s_j/S_i), \tag{42}$$

probabilitatea ca din starea S_i să se furnizeze mesajul s_j

$$\text{şi } u(s_j/s_{i1}, s_{i2}, \ldots, s_{im})^{not} u(s_j/S_i), \tag{43}$$

utilitatea ce o mai prezintă mesajul s_j, $j = \overline{1, n}$, dacă se cunosc utilităţile mesajelor ce formează starea S_i, $i = \overline{1, n^m}$.

Conform relaţiei (30), informaţia cantitativ-calitativă ce se obţine la furnizarea mesajului s_j, din starea S_i, este:

$$i_{pu}(s_j/s_{i1}, s_{i2}, \ldots, s_{im}) = b \cdot \log_\alpha p(s_j/S_i) +$$

$$+ a \cdot u(s_j/S_i). \tag{44}$$

Din starea S_i poate fi furnizat orice mesaj s_j, $j = \overline{1, n}$, cu o anumită probabilitate condiţionată (eventual chiar egală cu zero, dacă din starea respectivă nu poate fi furnizat un anumit mesaj).

Rezultă atunci că informaţia medie cantitativ-calitativă ce o poate furniza starea S_i este:

$$i_{pu}(S_i) = \sum_{j=1}^{n} p(s_j/S_i) \cdot i_{pu}(s_j/S_i), \tag{45}$$

sau dacă se ţine cont de relaţia (44):

$$i_{pu}(S_i) = b \cdot \sum_{j=1}^{n} p(s_j/S_i) \cdot \log_\alpha p(s_j/S_i) +$$

$$+ a \cdot \sum_{j=1}^{n} p(s_j/S_i) \cdot u(s_j/S_i). \tag{46}$$

Dacă p_i, $i = \overline{1, n^m}$, sînt probabilităţile stărilor sursei ergodice, discrete, complete şi cu memorie de ordin m, atunci informaţia medie cantitativ-calitativă a acestei surse, numită şi entropia cantitativ-calitativă, notată cu $H^m_{pu}(S)$, se poate calcula cu relaţia:

$$H^m_{pu}(S) = \sum_{i=1}^{n^m} p_i \cdot i_{pu}(S_i), \tag{47}$$

sau dacă se are în vedere (45) rezultă:

$$H^m_{pu}(S) = b \cdot \sum_{i=1}^{n^m} \sum_{j=1}^{n} p_i \cdot p(s_j/S_i) \cdot \log_\alpha p(s_j/S_i) +$$

$$+ a \cdot \sum_{i=1}^{n^m} \sum_{j=1}^{n} p_i \cdot p(s_j/S_i) \cdot u(s_j/S_i). \tag{48}$$

EXEMPLUL 3

Fie o sursă discretă, completă, cu memorie de ordin doi, ce are alfabetul format din mesajele s_1 şi s_2.

Cele patru stări sînt $S_1 \to s_1, s_1$; $S_2 \to s_1, s_2$; $S_3 \to s_2, s_1$ şi $S_4 \to s_2, s_2$.

Dacă se presupune că $p(s_j/S_i) = \frac{1}{2}$ şi $u(s_j/S_i) = u$; $j = 1, 2$; $i = \overline{1, 4}$, atunci se deduce uşor că probabilităţile stărilor staţionare sînt echiprobabile, adică $p_i = \frac{1}{4}$.

Particularizînd relaţia (47) pentru $n = 2$, $m = 2$, $b = -1$, $\alpha = 2$ şi $a = 1$, rezultă:

$$H^2_{pu}(S) = -\sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{2} p_i \cdot p(s_j/S_i) \cdot \log_2 p(s_j/S_i) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{2} p_i \cdot p(s_j/S_i) \cdot u(s_j/S_i) = 1 + u.$$

5. Concluzii

Considerîndu-se suplimentar caracterul semantic (calitativ) al unui mesaj, apreciat printr-o anumită utilitate, alături de caracterul obiectiv (cantitativ), apreciat prin probabilitatea de furnizare a mesajului, s-au dedus relaţii de calcul pentru informaţia cantitativ-calitativă ataşată acestuia, relaţia (30), precum şi pentru entropiile cantitativ-calitative ale surselor discrete, complete şi fără memorie; relaţia (33), a extensiei de ordin m, relaţia (38) şi surselor discrete, ergodice, cu memorie,

relaţia (48). Aceste relaţii reprezintă generalizări ale conceptelor clasice asupra informaţiei.

Informaţia cantitativ-calitativă rezultă ca suma dintre o informaţie cantitativă şi o informaţie calitativă. Dacă se renunţă la aspectul semantic (calitativ), rezultă relaţii binecunoscute în literatura de specialitate [1, 2, 3, 4], prin omiterea în relaţiile (30), (33), (38) şi (48) a celui de al doilea termen din membrul drept, care semnifică informaţia calitativă.

Se întîlnesc situaţii cînd este necesar să se aprecieze numai aspectul calitativ, caz în care va trebui să se omită din aceste relaţii primul termen din membrul drept, care semnifică informaţia cantitativă.

Spre deosebire de rezultatele obţinute în [6], datorită unui nou mod de abordare a problemei, relaţiile deduse în această lucrare, pentru informaţia cantitativă-calitativă, permit, prin particularizări logice, obţinerea relaţiilor clasice pentru calculul informaţiei cantitative.

Bibliografie

[1] *Gallager, G. R.* Information theory and reliable communication, New York, John Wiley and Sons Inc,. 1968.
[2] *Spătaru, Al.* Teoria transmisiunii informaţiei. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.
[3] *Munteanu, Val.* Teoria transmisiunii informaţiei, Iaşi, I.P.I., 1979.
[4] *Fihtengol'c, G.M.* Curs de calcul diferenţial şi integral, Vol. *II*, Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.
[5] *Shannon, C. E.* A mathematical theory of communication. In : BSTJ, Vol. 27, BNr. 3, 4, 1948.
[6] *Beliş, M., Guiaşu, S.* Asupra măsurării informaţiei în sistemele cibernetice. În : Telecomunicaţii, Nr. 9, 1967, p. 374–376.

CZ 658.562 : 621.004.64 : 681.143

Redondanţa în sistemele de calcul

D. FELICIAN LĂZĂROIU, MARIUS BĂLAN * — Bucureşti

Introducere

În prezent se utilizează sisteme electronice de calcul din ce în ce mai complexe şi rapide, înglobînd un mare număr de componente electronice, electromecanice etc. Datorită necesităţii controlului unor procese rapide, cît şi preţului de cost ridicat al timpului de calcul, problema fiabilităţii sistemelor de calcul este vitală pentru exploatarea corectă şi economică a acestora. Unii indicatori din teoria fiabilităţii capătă noi aspecte, după cum apar şi noi parametrii semnificativi, ca : numărul de întreţineri, numărul opririlor nesigure, timpul de cădere cumulativ.

De exemplu, pentru disponibilitate, care în accepţiunea clasică este egală cu $MTBF/(MTBF+MTTR)$, datorită faptului că $MTBF \gg MTTR$, ar rezulta o valoare foarte apropiată de 1, părînd a nu mai reprezenta o mărime semnificativă pentru beneficiar. Totuşi, pentru sistemele de calcul de tipul „fault-tolerant", destinate, în special, conducerii directe a unor procese de mare răspundere [2], problema fiabilităţii este esenţială pentru un anumit timp de misiune. Asigurarea unei fiabilităţi corespunzătoare se realizează prin utilizarea schemelor redondante [2, 3].

* Prof. dr. ing. *Lăzăroiu, D. F.* — Catedra de automatică — Institutul politehnic — Bucureşti; ing. *Bălan, M.* — Institutul de tehnică de calcul — Bucureşti.

1. Tehnici de redondanţă

Redondanţa este utilizată în sistemele de calcul pentru ca acestea să opereze corect chiar în prezenţa unor defecţiuni.

Tehnicile de redondanţă se împart în două clase. În prima, clasa redondanţei paralele (statice), defectele sînt mascate prin circuite adiţionale, care fac ca sistemul să nu sesizeze apariţia acestora, deoarece le corectează. Circuitele redondante constituie parte integrantă a sistemului, neimplicîndu-se nici o comutare, corectarea defecţiunii fiind instantanee.

În cea de-a doua, clasa redondanţei serie (dinamice), există circuite care detectează şi localizează orice defect din sistem, înlocuind unitatea defectă cu una de rezervă. Acest tip de redondanţă este caracteristic sistemelor autoverificabile (self-checking).

În cele ce urmează, se vor face unele estimări teoretice referitoare la fiabilitatea sistemelor redondante.

Dacă se face presupunerea simplificatoare că într-un sistem defectele apar independent unele de altele, cu o rată medie de defecţiune λ, atunci probabilitatea de supravieţuire a componentelor, la un moment de timp t, este dată prin relaţia :

$$R(t) = e^{-\lambda t},$$

iar timpul mediu între defecţiuni este :

$$MTBF = \int_0^\infty t\mathrm{d}R = 1/\lambda.$$

Pentru un sistem compus din m astfel de componente, dacă sistemul se defectează cînd oricare din componente se defectează, indicatorii (notaţi cu indicele s) sînt :

$$R_s(t) = e^{-m\lambda t},$$

$$MTBF_s(t) = 1/m\lambda.$$

Se consideră patru modele de redondanţă, care vor fi analizate pe rînd în continuare. Toate sistemele constau din n unităţi identice cu rata de defecţiune λ_0.

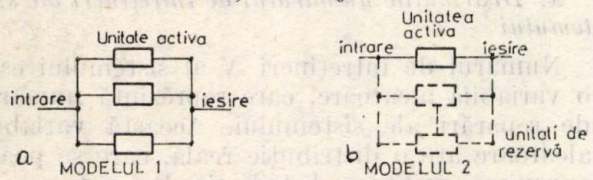


Fig. 1. Modele de redondanţă.

În primul model de redondanţă, reprezentat în figura 1a, toate unităţile operează în paralel şi un dispozitiv ideal determină ieşirea, utilizînd ieşirile tuturor unităţilor. Sistemul se defectează cînd se defectează toate unităţile.

În modelul al doilea indicat în figura 1b, numai o unitate este activă la un moment dat, unităţile inactive, (de rezervă), presupunîndu-se a avea o viaţă infinită. Cînd unitatea activă se defectează, un dispozitiv ideal detectează aceasta şi activează o unitate de rezervă care o substituie pe cea defectă.

Modelul al treilea şi al patrulea sînt similare cu primele două, cu excepţia faptului că unitatea defectă se repară cu o rată medie constantă de reparare λ_1 (adică timpul mediu de reparare $MTTR = 1/\lambda_1$).

În tabelul 1, se indică fiabilitatea şi timpul mediu între defecţiuni pentru toate cele patru cazuri (formulele au fost obţinute cu presupunerea că $MTBF \gg MTTR$, adică $\lambda_1 \gg \lambda_0$).

Tabelul 1

	Operare paralelă	Operare serie
fără reparare	$R(t) = 1 - [1 - e^{-\lambda_0 t}]^n$ $MTBF = \frac{1}{\lambda_0} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{i}$	$R(t) = e^{-\lambda_0 t} \sum_{r=0}^{n-1} \frac{(\lambda_0 t)^r}{r!}$ $MTBF = \frac{n}{\lambda_0}$
cu reparare	$R(t) = e^{-n\lambda_0 t/\lambda_1^{n-1}}$ $MTBF = \frac{\lambda_1^{n-1}}{n\lambda_0^n}$	$R(t) = e^{-(n-1)!\lambda_0^n t/\lambda_1^{n-1}}$ $MTBF = \frac{\lambda_1^{n-1}(n-1)!}{\lambda_0^n}$

Rezultatele expuse în tabelul 1 evidenţiază că, prin comutarea unei unităţi de rezervă, în momentul cînd se defectează unitatea activă, cît şi prin repararea unităţii defecte, se îmbunătăţeşte fiabilitatea sistemului (afirmaţiile sînt bazate pe presupunerea vieţii infinite a unităţilor de rezervă şi folosirea unor dispozitive ideale de detectare şi de comutare). În aplicaţiile concrete se folosesc combinaţii ale celor patru modele prezentate. De asemenea, în mod real, trebuie să se ţină seama în calculele de fiabilitatea dispozitivelor de detectare şi de comutare utilizate.

Tehnicile de mascare a defectelor se folosesc cu succes, cînd sistemul trebuie să opereze corect, pentru o perioadă de timp relativ scurtă şi cînd repararea este foarte dificilă sau imposibilă.

În continuare se vor examina, pe scurt, metodele de mascare a defectelor prin utilizarea de scheme de votare (cu logică majoritară) [2].

Se consideră sistemul indicat în figura 2, cu trei unităţi identice în paralel şi cu posibilitatea transmiterii informaţiei corecte cu ajutorul unor porţi majoritare M.

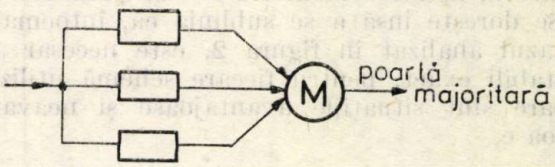


Fig. 2. Schema de mascare a defectelor.

Dacă se consideră poarta majoritară ideală, sistemul nu va greşi decît atunci cînd se defectează concomitent sau succesiv cel puţin două unităţi. Fiabilitatea (probabilitatea de bună funcţionare) şi timpul mediu între defecţiuni, în ipoteza distribuţiei exponenţiale, sînt :

$$R_s(t) = e^{-3t\lambda} + 3e^{-2\lambda t}(1 - e^{-t\lambda}) = 3e^{-2\lambda t} - 2e^{-3\lambda t},$$

$$MTBF_s = 5/6\lambda.$$

Reiese că $MTBF$ al sistemului redondant este mai mic decît al sistemului neredondant. Totuşi după cum se vede şi în figura 3, pentru valori mici ale lui $t(\lambda t \ll 1)$, se poate afirma că $R_s(t) > e^{-\lambda t}$,adică, fiabilitatea sistemului redondant este mai mare decît a sistemului neredondant pentru valori mici ale lui t.

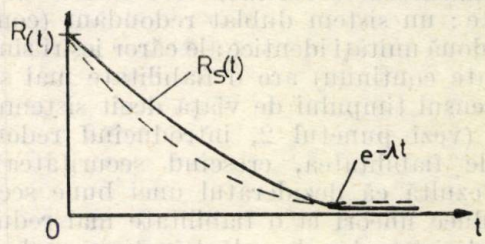


Fig. 3. Reprezentarea grafică a fiabilităţii pentru sistemul simplu şi pentru cel redondant.

Sistemul este deci util, cînd se cere o fiabilitate ridicată pentru o perioadă scurtă de timp.

Dacă poarta majoritară se defectează cu probabilitatea $e^{-\lambda_1 t}$, fiabilitatea sistemului redondant este :

$$R'_s(t) = e^{-\lambda_1 t}(3e^{-2\lambda t} - 2e^{-3\lambda t}).$$

Aceasta presupune că sistemul se va defecta cînd poarta majoritară se defectează, indiferent dacă se defectează sau nu una din unităţile montate în paralel, conform figurii 2.

Sistemul redondant ar rezulta mai puţin fiabil decît sistemul neredondant pentru toate valorile lui t, dacă $\lambda_1 \gg \lambda$. Cum însă poarta majoritară se execută printr-o tehnologie atentă de tipul circuitelor integrate, fiabilitatea sa este deosebit de ridicată în practică.

Alte metode de mascare a defectelor, decît schemele cu votare, se bazează de asemenea pe scheme redondante, utilizînd logica cvadruplă, logica radială, sau codurile detectoare — corectoare de erori [2, 3]. Trimiţînd la literatură, aceste scheme nu se vor prezenta aici. Se doreşte însă a se sublinia că, întocmai cu cazul analizat în figura 2, este necesar a se stabili exact, pentru fiecare schemă utilizată, care sînt situaţiile avantajoase şi neavantajoase.

2. Alţi indicatori utilizaţi în studiul fiabilităţii sistemelor de calcul

Pe lîngă indicatorii de fiabilitate, mentenabilitate şi disponibilitate, se vehiculează în ultimul timp, în literatura de specialitate [4], o noţiune nouă şi anume „securitatea" (security). (În domeniul tehnicii de calcul această noţiune are mai multe sensuri, a nu se confunda cu noţiunea de securitate din domeniul protecţiei informaţiei).

Securitatea este definită ca probabilitatea de a nu avea defecte nesemnalate într-un sistem, în anumite condiţii date, într-o perioadă de timp prescrisă ; cu alte cuvinte, la o informaţie eronată la ieşirea sistemului nu se produce oprirea acestuia printr-un semnal de stop.

Indicatorul securitate este diferit de fiabilitate : un sistem dublat redondant (constituit din două unităţi identice ale căror ieşiri sînt comparate continuu) are o fiabilitate mai scăzută în sensul timpului de viaţă decît sistemul simplu (vezi punctul 2, introducînd redondanţa scade fiabilitatea, crescînd securitatea).

Rezultă că dezideratul unei bune securităţi conduce uneori la o fiabilitate mai redusă. În cazul sistemelor de calcul în timp real, securitatea este o calitate esenţială, de exemplu, dacă în conducerea cibernetică a unor reacţii chimice calculatorul de proces se defectează şi nu se constată aceasta, neluîndu-se măsurile corespunzătoare, producţia este compromisă, cu implicaţii economice deosebit de mari.

Scopul proiectării unui sistem electronic de calcul este de a se realiza un sistem, planificat a fi utilizat (utilizarea unor acţiuni planificate de mentenanţă) o perioadă de timp numită timp de misiune. Alegerea tipurilor de redondanţă de utilizat va depinde deci de fiabilitatea, mentenanţa, securitatea şi disponibilitatea dorită.

Rezultă că este necesar de introdus unii indicatori noi :

a. *Distribuţia numărului de întreţineri ale sistemului*

Numărul de întreţineri N al sistemului este o variabilă aleatoare, care reprezintă numărul de reparări ale sistemului. Această variabilă aleatoare are o distribuţie reală, care se poate aproxima printr-o distribuţie Poisson.

Această distribuţie este un indicator important, cu ajutorul căruia proiectantul estimează costurile de întreţinere necesare.

b. *Distribuţia timpului de cădere cumulativ al sistemului*

Timpul de cădere cumulativ este o variabilă aleatoare care reprezintă suma timpilor de cădere ai sistemului. Distribuţia acestei variabile se aproximează, de asemenea, printr-o distribuţie Poisson, a cărei cunoaştere este solicitată de către beneficiar din motivele menţionate mai sus.

c. *Distribuţia numărului opririlor nesigure ale sistemului*

Numărul opririlor nesigure este o variabilă aleatoare care indică de cîte ori s-a defectat sistemul, fără ca starea de defectare să fi fost semnalizată. Distribuţia acestei variabile se poate aproxima, de asemenea, printr-o distribuţie Poisson.

La unele aplicaţii este necesar ca acestea să fie controlate printr-un sistem avînd un grad înalt de securitate. Pentru aceste aplicaţii se vor folosi sisteme autoverificabile, cu semnal de stopare. În practică, gradul de securitate se evaluează utilizînd distribuţia numărului opririlor nesigure ale sistemului.

Presupunînd că la orice sistem complex $MTBF_s \gg MTTR_s$, este posibil de a aproxima distribuţiile reale indicate mai sus, prin alte distribuţii a căror utilizare permite un calcul precis.

3. Căi de creştere a fiabilităţii şi securităţii

În acest capitol se analizează indicatorii prezentaţi anterior, în cazul unui sistem simplu fără redondanţă, în cazul unui sistem redondant prevăzut cu un comutator perfect şi în cele din urmă, în cazul unui sistem cu securitate sporită.

A. Cazul unui sistem simplu

Se consideră ca model de referință un sistem redondant. Se cunoaște că numărul chemărilor de întreținere N are o distribuție Poisson, a cărei expresie este:

$$P(N) = (a\lambda)^N e^{-a\lambda}/N,$$

unde toate mărimile sînt diferite în anexă.

Fie de exemplu, cazul concret, în care sistemul este planificat a fi utilizat 30 de luni și cu $MTBF$ egal cu 3 luni. Valoarea medie a numărului de reparații este $a\lambda = 10$. Probabilitatea de a repara acest sistem de un număr de ori mai mic sau egal cu 10 este de numai 0,55, această valoare putînd crește la 0,99 pentru cazul cînd sînt necesare cel mult 18 reparații.

În cazul cînd sistemul va fi destinat utilizării timp de 45 de luni, există probabilitatea de 0,55 să fie necesare 15 reparații, sau mai puțin, și probabilitatea de 0,99 în cazul a 24 de reparații, sau mai puțin. Reiese că valoarea medie a numărului de reparații, dedusă cu ajutorul $MTBF$, nu este suficientă pentru a estima cu o bună probabilitate necesarul de mentenanță al unui sistem.

Dacă se calculează timpul de cădere cumulativ, cu presupunerea că $MTBF \gg MTTR$, cu distribuția de reparare exponențială rezultă:

$$P(T) = 1 -$$

$$- e^{-a\lambda}\, e^{-\mu x} \sum_{N=1}^{\infty} (a\lambda)^N / \sum_{r=0}^{N=1} (\mu x)^{N-1-r} / (N - 1 - r)!$$

Referindu-se la exemplu practic, se consideră cazul cînd $MTTR$ este egal cu o zi. Dacă se planifică utilizarea sistemului pentru 30 de luni, timpul de cădere cumulativ rezultă:

$P(T \leqslant 0{,}33) \geqslant 0{,}55$, pentru 0,33 luni (10 zile),

$P(T \leqslant 0{,}6) \geqslant 0{,}95$, pentru 18 zile,

$P(T \leqslant 0{,}75) \geqslant 0{,}99$, pentru 23 zile.

În cazul planificării sistemului pentru 45 de luni, rezultă:

$$P(T \leqslant 30 \text{ zile}) \geqslant 0{,}99.$$

B. Cazul unui sistem redondant, prevăzut cu un comutator perfect

Se presupune că, prin introducerea rezervei, crește fiabilitatea și disponibilitatea, rezultînd o descreștere a costurilor de întreținere.

Distribuția numărului de întreținere, în acest caz, se calculează cu formula:

$$P(N) = (a\lambda)^{2N+1} e^{-a\lambda}/(2N+1)! + (a\lambda)^{2N} e^{-a\lambda}/(2N)!$$

Considerîndu-se că sistemul are $MTBF$ egal cu trei luni și că unitatea de rezervă nu se defectează cît timp este inactivă, rezultă o probabilitate de 0,99 de a repara de 9 ori sau mai puțin sistemul, care este prevăzut a fi utilizat 30 de luni și o probabilitate de 0,99 de a repara sistemul de 12 ori sau mai puțin, în cazul cînd va fi utilizat 45 de luni.

Timpul de cădere cumulativ se calculează cu următoarea formulă:

$$P(T) = 1 -$$

$$- e^{-a\lambda} e^{-\mu x} \sum_{N=1}^{\infty} (a\lambda)^{2N}/(2N)! \sum_{r=0}^{N-1} (\mu x)^{N-1-r}/(N-1-r)!$$

Considerîndu-se că $MTTR$ este egal cu o zi, pentru exemplul practic de față (pentru a repara una sau ambele unități în același timp), rezultă:

$P(T \leqslant 13 \text{ zile}) \geqslant 0{,}99$, pentru 30 de luni,

$P(T \leqslant 16 \text{ zile}) \geqslant 0{,}99$, pentru 45 de luni,

adică cu o probabilitate mai mare sau egală cu 0,99, timpul de cădere pentru utilizarea 30 de luni a sistemului va fi mai mic sau egal cu 13 zile și respectiv pentru utilizarea 45 de luni a sistemului va fi mai mic sau egal cu 16 zile.

C. Cazul unui sistem cu securitatea sporită

În cazul că se dorește realizarea unui sistem cu securitatea sporită, se utilizează un sistem redondant, indicat în figura 4.

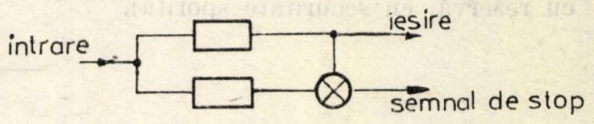


Fig. 4. Sistem cu securitate sporită.

Acest sistem este compus din două unități funcționale identice, care lucrează în paralel. Sistemul va fi blocat prin semnalul de stop, atunci cînd apare o deosebire între ieșirile celor două unități funcționale.

Numărul opririlor nesigure ale sistemului are, de asemenea, o distribuție Poisson, dată prin formula:

$$P(K) = (2pa\lambda)^k e^{-2pa\lambda}/K!$$

Fie un sistem constituit din 2 unități avînd $MTBF$ egal cu 3 luni, cu $p = 0{,}005$. Dacă se

planifică utilizarea sistemului pentru 30 de luni, există o probabilitate de 0,99 de a repara sistemul de 30 de ori sau mai puțin și de a avea o oprire sigură sau mai puțin.

Timpul de cădere cumulativ se calculează cu următoarea formulă:

$$P(T) = 1 - e^{-2a\lambda}\, e^{-\mu x} \sum_{N=1}^{\infty} (2a\lambda)^N / N! \sum_{r=0}^{N-1} (\mu x)^{N-1-r} / (N-1-r),$$

$P(T \leqslant 37 \text{ zile}) \geqslant 0{,}99$, pentru 30 de luni,

$P(T \leqslant 49 \text{ zile}) \geqslant 0{,}99$, pentru 45 de luni,

adică, timpul de cădere cumulativ este cu o probabilitate de 0,99 mai mic sau egal cu 37 de zile pentru utilizarea sistemului timp de 30 de luni și respectiv, mai mic sau egal cu 49 de zile pentru utilizarea sistemului timp de 45 de luni.

4. Concluzii

Prin utilizarea redondanței serie sau paralel, prin măsuri de reparare a unităților defecte, se asigură creșterea disponibilității sistemului, rezultînd atît o descreștere a numărului, timpului și costurilor de întreținere, cît și o micșorare a timpului de cădere cumulativ pe de o parte, sau o creștere a securității sistemului pe de altă parte (noțiunea de securitate fiind introdusă suplimentar în studiul fiabilității sistemelor de calcul).

În funcție de timpul de misiune planificat, de timpul de cădere cumulativ dorit, de costul estimativ al întreținerii, de importanța funcționării continue, de limitele financiare pe care le are la dispoziție, proiectantul își alege varianta de sistem cea mai convenabilă (simplă, cu rezervă, cu securitate sporită).

Unele rezultate prezentate în lucrare nu sînt riguros exacte, din cauza utilizării unor distribuții matematice care aproximează (suficient de bine) distribuțiile reale.

În sfîrșit, pe baza conceptului de securitate se pot remarca dezvoltări viitoare posibile, în primul rînd variante de sistem autoverificabile.

ANEXĂ

Noțiuni utilizate în lucrare:

$R(t)$	— fiabilitatea sau probabilitatea de bună funcționare;
$MTBF$	— timpul mediu între defecțiuni;
$MTTR$	— timpul mediu de reparare (= MTR);
N	— variabilă aleatoare reprezentînd numărul de întreținere;
K	— variabilă aleatoare reprezentînd numărul opririlor nesigure ale sistemului;
T	— variabilă aleatoare reprezentînd timpul de cădere cumulativ al sistemului;
a	— timpul planificat de utilizare a sistemului;
λ	— intensitatea (rata) de defectare;
μ	— intensitatea (rata) de reparare;
$P(a)$	— distribuția Poisson;
S	— securitatea;
p	— probabilitatea de a avea ieșiri false nedetectate.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F., Arie, C.* Contribuții la interpretarea și normalizarea fiabilității în industrie. În: EEA, 24, 1976, nr. 3, p. 92–96.

[2] *Lăzăroiu, D. F., Tutoveanu, I.* Metode de creștere a fiabilității în tehnica de calcul. În: Primul simpozion privind controlul și atestarea calității produselor electrotehnice și electronice, București, mai 1977, p. 392–411.

[3] *Friedman, A. D., Menon, P. R.* Fault detection in digital circuits. Prentice Hall, 1971.

[4] *Courtois, B.* On balancing safety and reliability of hybrid and bi-duplex systems. In: IEEE Fault tolerant comput. symposium, Pittsburgh (USA), june, 1976.

CZ 621.313'.333 : 538.4

POMPA CILINDRICĂ DE INDUCȚIE
CALCUL DE DIMENSIONARE

Particularitățile dimensionării pompei cilindrice de inducție

VIRGILIU FIREȚEANU, EUGEN STĂNESCU *— București

Introducere

Pompele cilindrice de inducție pentru metale lichide au unele avantaje din punct de vedere al aplicațiilor, atît în tehnica nucleară, cît și în metalurgie. Canalul cilindric, metalic sau ceramic, este mai ușor de executat, are caracteristici mecanice superioare celui de secțiune dreptunghiulară (pompa plană) și este mai bine protejat de inductor.

Înfășurarea, constituită din bobine circulare, este compactă și constructiv mai simplă, în special atunci cînd se execută din conductor cu secțiune mare, bară sau țeavă. Pentru aplicațiile metalurgice, cu temperaturi ridicate ale metalului de pompat, este avantajoasă construcția compactă a pompei ce se poate îngloba într-o masă refractară.

Lucrarea de față este rezultatul experienței obținute în construcția pompei cilindrice de transvazare a aliajelor grele la întreprinderea „Neferal" — București. Dată fiind inexistența unei documentații în acest domeniu în literatura de specialitate, autorii au considerat utilă prezentarea metodicii de calcul specifică pompei cilindrice și a particularităților constructive ale prototipului. Rezultatele experimentale au confirmat corectitudinea calculelor și au permis extragerea unor concluzii pentru dezvoltările ulterioare.

1. Date de calcul

Se consideră :

1.1 — caracteristicile metalului pompat : natura, densitatea ρ, conductivitatea electrică σ și vîscozitatea cinematică ν la temperatura de lucru t;

1.2 — presiunea utilă p_u între cele două flanșe ale canalului prin care se cuplează pompa în circuitul hidrodinamic. În cazul sifonului electromagnetic, figura 7, se consideră diferența de presiune între nivelul minim al metalului în cuptor și nivelul cotei superioare a tubului de evacuare h, $p_u = \rho g h$;

1.3 — debitul volumic (productivitatea) Q ;

1.4 — tensiunea de alimentare pe fază U_f și frecvența f ;

1.5 — canalul pompei și grosimea d_t a izolației termice. Se indică grosimea peretelui d_c, iar dacă este metalic, conductivitatea materialului la temperatura t, σ_c.

Alegerea materialului canalului, care condiționează în mare măsură fiabilitatea pompei, depinde de agresivitatea chimică a metalului și de configurația circuitului hidrodinamic. Canalul izolant are, din motive de rezistență mecanică, grosimea mai mare decît cel metalic, ceea ce reprezintă un dezavantaj prin creșterea întrefierului. Este însă singura soluție în cazul unor metale foarte active (aluminiu, zinc). Canalul metalic, de regulă din oțeluri inoxidabile austenitice, refractare, asigură întrefier mai mic, în schimb în el se dezvoltă o putere prin efect Joule comparabilă cu cea din metalul topit. În regimul de lucru intermitent această putere este utilă pentru preîncălzirea canalului.

Dacă miezul magnetic interior este protejat de o carcasă cilindrică metalică, se indică mărimile corespunzătoare d, σ_i (fig. 1).

2. Predimensionarea pompei

Pe baza datelor de calcul se determină dimensiunile principale, în condițiile limitării pierderilor de presiune în canal și pentru un regim termic precizat al inductorului.

Se propun :

2.1 — raza miezului magnetic interior r_2 și grosimea coroanei de curgere a metalului d (fig. 1) ;

2.2 — numărul de poli ai inductorului $2p$ (par, $2p \geqslant 4$) ;

2.3 — factorul de geometrie a pompei λ — raportul dintre raza medie a coroanei de curgere r_d și pasul polar τ. Valorile uzuale sînt cuprinse

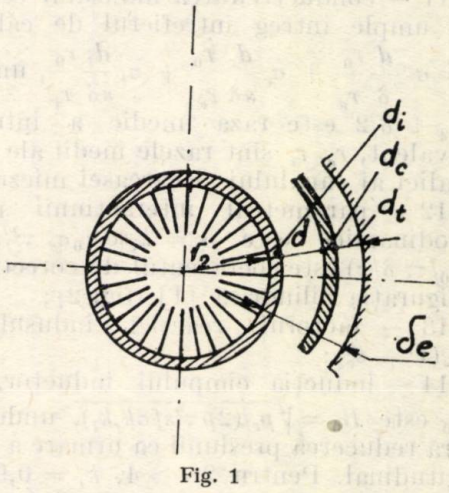


Fig. 1

între 0,1 pentru pompele plate, de presiuni mici și debite mari și 1 pentru pompe alungite, de presiuni mari și debite mici. Factorul de geo-

* Dr. ing. *Fireteanu, V.* — Inst. politehnic — București ; ing. *Stănescu, E.* — Intrepr. „Neferal" — București.

metrie este mai mic la pompele pentru metale cu conductivitate redusă și densitate mare;

2.4 — raza medie a coroanei de curgere $r_d = r_2 + d_i + d/2$;

2.5 — pasul polar $\tau = r_d/\lambda$;

2.6 — secțiunea de curgere a canalului $S_c = \pi(2(r_2 + d_i)d + d^2)$;

2.7 — viteza medie de curgere a metalului $v = Q/S_c$ și alunecarea medie $s = (2f\tau - v)/2f\tau$. Alegerea efectuată la 2.1 este potrivită dacă rezultă $s = 0{,}4 \ldots 0{,}95$, valori către limita inferioară pentru metalele alcaline, ușoare și cu conductivitate ridicată și către limita superioară pentru metalele grele, cu σ în jurul valorii $10^6\ \Omega^{-1}\ m^{-1}$. În caz contrar se reia calculul (de la pct. 2.1), cu noi valori pentru r_2 și/sau d;

2.8 — pierderile de presiune în canal p_h. Se determină pierderile de presiune [2] între punctele în care se consideră presiunea utilă a pompei. Pierderile de presiune în zona inductorului sînt mai mari în regim de funcționare a pompei, dar în această fază nu se consideră influența cîmpului magnetic (vezi § 4). Dacă pierderile de presiune p_h depășesc un anumit procent din presiunea utilă p_u, se reia calculul de la pct. 2.1, cu creșterea mărimilor r_2 și/sau d, în scopul reducerii vitezei.

Presiunea electromagnetică de calcul a pompei este $p_e = p_u + p_h$;

2.9 — întrefierul efectiv $\delta_e = d + d_c + d + d_t$;

2.10 — întrefierul de calcul, $\delta = k_\mu k_\delta \delta_e$. Se consideră, urmînd a se verifica ulterior, factorul de saturație $k_\mu = 1{,}03 \ldots 1{,}1$ și $k_\delta = k'_\delta k''_\delta k'''_\delta = 1{,}1 \ldots 1{,}3$, unde k'_δ consideră crestarea inductorului, k''_δ influența variației cîmpului pe grosimea întrefierului asupra tensiunii magnetice, k'''_δ variația cîmpului pe periferia canalului, în cazul unui inductor cu mai multe pachete magnetice longitudinale;

2.11 — conductivitatea indusului echivalent, care umple întreg întrefierul de calcul este $\sigma_e = \sigma \frac{d}{\delta}\frac{r_0}{r_d} + \sigma_c \frac{d_c}{s\delta}\frac{r_0}{r_c} + \sigma_i \frac{d_i}{s\delta}\frac{r_0}{r_i}$, unde $r_0 = r_2 + \delta/2$ este raza medie a întrefierului echivalent, r_c, r_i sînt razele medii ale pereților metalici ai canalului și carcasei miezului;

2.12 — parametrul interacțiunii magnetohidrodinamice este $\varepsilon_c = k_c s\omega\mu_0\sigma_e\, \tau^2/\pi^2$, unde $k_c\,(r_0/\tau, \delta/\tau)$ este coeficientul de corecție pentru configurația cilindrică [1] (fig. 2);

2.13 — factorul reacției indusului $k_r = 1/(1 + \varepsilon_c^2)$;

2.14 — inducția cîmpului inductor, la $r = r_0$ este $B_0 = \sqrt{p_e/(2p\tau^2 s f \sigma k_r k_l)}$, unde k_l consideră reducerea presiunii ca urmare a efectului longitudinal. Pentru $2p > 4$, $k_l = 0{,}9 \ldots 1{,}0$, valoarea apropiindu-se de 1 odată cu creșterea numărului de poli;

2.15 — inducția în miezul interior este $B_{j2} = 2B_0\tau r_0/(\pi r_2^2 k_{Fe})$, unde k_{Fe} este factorul de umplere al miezului. Dacă B_{j2} depășește limita admisibilă (aprox. 1,4 T pentru oțel electrotehnic) se reia calculul de predimensionare cu o valoare r_2 mai mare;

2.16 — pătura de curent a inductorului (valoarea efectivă) este $A = \pi B_0 \delta/(\sqrt{2}\mu_0\tau)$. În această etapă se efectuează un calcul termic sim-

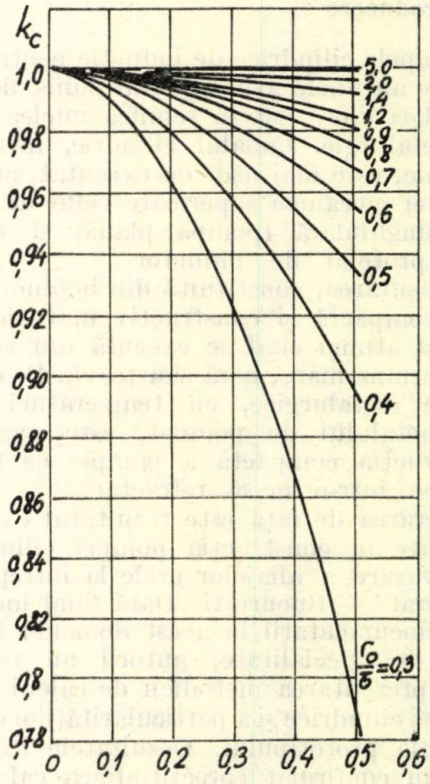


Fig. 2

plificat, avînd la bază dimensiunile geometrice, temperatura t, grosimea și conductivitatea termică a izolației canalului, temperatura admisibilă a înfășurării și densitatea superficială a pierderilor în înfășurare (considerată sub forma unei pături de curent), $p_s = \rho_t j A$ unde ρ_t este rezistivitatea materialului înfășurării, iar j — densitatea de curent.

Mărimea puterii transmisă sistemului de ventilație sau răcire a înfășurării determină randamentul pompei. În funcție de condițiile concrete se stabilește o limită a puterii specifice superficiale la nivelul înfășurării (p_s, la care se adaugă fluxul termic de la canal), ce urmează a fi evacuată. La depășirea acestei limite se crește grosimea izolației termice d_t și se reia calculul de la pct. 2.9, dacă, preponderent, este fluxul termic de la canal, sau se reduce solicitarea inductorului, A, prin creșterea dimensiunilor geometrice.

3. Dimensionarea inductorului constă în calculul înfășurării și circuitului magnetic, capabile să asigure presiunea și debitul în configurația geometrică stabilită, la tensiunea de alimentare dată.

3.1 — inducția la suprafața inductorului $r_1 = r_2 + \delta$, este $B_1 = k_p B_0$, unde $k_p = f(\delta/\tau, r_0/\tau)$, [1], figura 3, consideră variația radială a inducției în întrefier. Fluxul pe pol este $\Phi = 4B_1\tau r_1$.

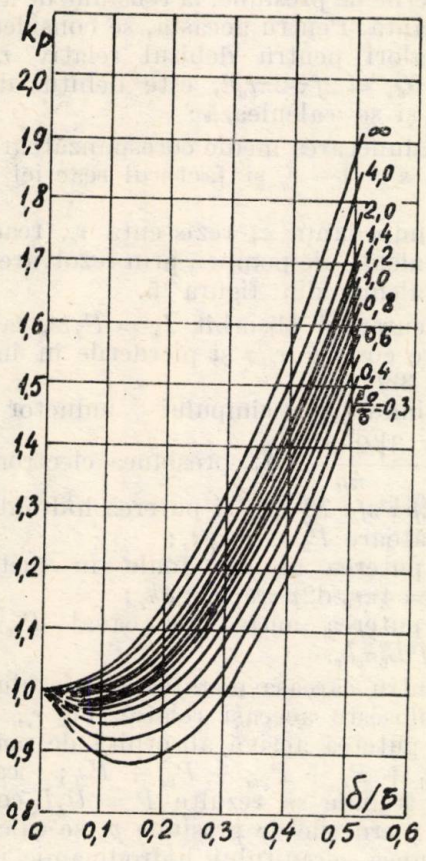


Fig. 3

3.2 — numărul de spire pe fază în configurația plană echivalentă (obținută prin secționarea pompei după o generatoare și desfășurarea în plan). Se presupune, urmînd a reveni, raportul dintre tensiunea de fază și tensiunea electromotoare indusă de cîmpul inductor B_0, k_E. Căderile de tensiune în inductor sînt mai mari în pompele de inducție decît în mașinile asincrone obișnuite; se ia $k_E = 1{,}2 \ldots 1{,}6$. Așadar, $w = U_f/(4{,}44\, k_E k_w f \Phi)$. Numărul de crestături pe pol și fază, q, se alege și se determină factorul de înfășurare k_w.

Întrucît fiecare din cele două laturi aflate în crestături ale spirei pompei plane echivalente determină o spiră circulară a pompei cilindrice, numărul fizic de spire în cele $2pq$ bobine înseriate pe fază este $2w$. Numărul de conductoare în crestătură este $n_c = 2w/2pq$.

Pentru determinarea secțiunii conductorului de bobinaj și a configurației crestăturii, se calculează:

3.3 — tensiunea magnetică a întrefierului este $F_\delta = \delta B_0/\mu_0$ și curentul de magnetizare a întrefierului, $I_{\mu\delta} = \pi p F_\delta/(3\sqrt{2}wk_w)$; datorită valorii mari a întrefierului acest curent nu diferă mai mult de 5—10% de curentul absorbit în orice regim de sarcină.

3.4 — secțiunea spirei este $s_c = I_{\mu\delta}/j$, unde densitatea de curent se stabilește în funcție de condițiile de răcire și tipul conductorului de bobinaj. În mod asemănător ca în mașinile obișnuite se stabilesc, dacă este necesar, numărul de conductoare în paralel sau căi de curent în paralel și se definitivează crestătura, înălțimea h_c și lățimea b_c și schema de izolație.

3.5 — se determină parametrii înfășurării, rezistența r și reactanța de scăpări x_σ. Se impune determinarea cît mai exactă a acestor parametri, întrucît în cazul pompelor de inducție au valori comparabile cu reactanța de magnetizare. Rezistența pe fază a înfășurării este $r = \rho_t l/s_c$, unde $l = 2w\, 2\pi(r_1 + h_c/2)$ este lungimea conductorului de bobinaj pe o fază, $r_1 = r_2 + \delta_e$ fiind raza interioară a inductorului.

Pentru calculul reactanței X_σ se compun scăpările în crestătură (de regulă deschisă) — permeanța $\lambda_c = h_c/3b_c$, la capetele dinților — permeanța $\lambda_d = \frac{1}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{\delta_e^2}{b_c^2} + \frac{1}{2}\right) + 4\,\frac{\delta_e}{b_e}\,\mathrm{arctg}\,\frac{b_c}{2\delta_e}\right]$ și în zonele frontale — λ_f. Reactanța de scăpări este $x_\sigma = 4\pi\mu_0 f \frac{w^2}{pq}(l_c\lambda_c + l_d\lambda_d + l_f\lambda_f)$, unde $l_{c,d,f}$ sînt lungimi de calcul. Pentru circuite magnetice din pachete separate, cu crestături, dispuse în stea, $l_c = l_d$ este lungimea spirei aflată în crestături; l_f — lungimea spirei medii aflată în afara crestăturilor. Dacă dinții sînt continui, fiind obținuți din tole în plan transversal — construcția prezentată în § 5, $\lambda_f = 0$, $l_d = 2\pi r_1$, iar $l_c = 2\pi(r_1 + h_c/2)$.

3.6 — reactanța de magnetizare, x_μ. Se calculează inducțiile, cîmpurile corespunzătoare cu ajutorul caracteristicilor de magnetizare și tensiunile magnetice în dinte F_d, în jugul inductorului F_{j1} și în miezul interior F_{j2}. Tensiunea magnetică rezultantă este $F = 2F_\delta + 2F_d + F_{j1} + F_{j2}$. Se calculează factorul de saturație $k_\mu = F/2F_\delta$, factorul Carter $k'_\delta = t_z/(t_z - \gamma_z\delta_e)$, unde $t_z = \tau/3q$ este pasul dentar și $\gamma_z = (b_c/\delta_e)^2/(5 + b_c/\delta_e)$, $k''_\delta = f(r_0/\tau, \delta/\tau)$, [1], figura 4. În cazul că inductorul are n pachete de tole separate, cu spații între ele la nivelul $r = r_1$, egale cu a_0, $k'''_\delta = (2\pi r_1/n)/(2\pi r_1/n - \gamma\delta_e)$, cu $\gamma = (a_0/\delta_e)^2/(5 + a_0\delta_e)$. Cu acestea se recalculează întrefierul echivalent, tensiunea magnetică a întrefierului F_δ și F. Curentul de magnetizare și reactanța de magnetizare a pompei sînt: $I_\mu = \pi pF/(6\sqrt{2}wk_w)$ și $x_\mu = U_f/k_E I_\mu$.

Se determină impendanța pompei la mersul în gol, $z_0 = \sqrt{r^2 + (x_\sigma + x_\mu)^2}$ și se recalculează factorul $k_E = z_0/z_\mu$. Dacă acesta diferă cu mai mult de 2% de valoarea considerată inițial,

se reia calculul de la pct. 3.2 cu această nouă valoare k_E. Nu este necesar un calcul iterativ, întrucît noua valoare, deşi modifică numărul de spire, determină o variaţie în acelaşi sens şi practic în acelaşi raport a parametrilor r,

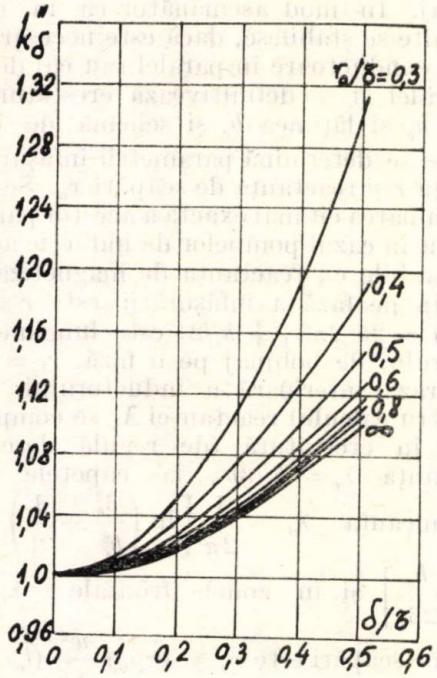


Fig. 4

x_σ, x_μ, care se recalculează, aşa încît noua valoare a factorului k_E va fi foarte apropiată de cea reconsiderată.

4. Determinarea caracteristicilor de funcţionare

4.1. Schema echivalentă şi parametrii indusului. Se consideră schema echivalentă paralel, figura 5, în care după un raţionament asemănător cu cel prezentat în [1] se obţin parametrii raportaţi echivalenţi ai mediilor conductoare din întrefier:

— $r'_m = kr_m = \dfrac{6w^2k_w^2}{p}\dfrac{2\pi r_d}{\sigma d\tau}$, rezistenţa raportată a metalului topit; k este factorul de raportare a indusului la inductor;

— $r'_c = kr_c = k\dfrac{2\pi r_c}{\sigma_c d_c \tau}$, $r'_i = kr_i = k\dfrac{2\pi r_i}{\sigma_i d_i \tau}$, rezistenţele raportate ale canalului şi carcasei conductoare a miezului interior. Reactanţa de scăpări a indusului este practic nulă în pompele cilindrice.

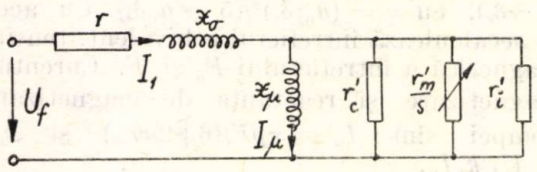


Fig. 5

4.2. Caracteristicile de funcţionare. Se determină curentul absorbit I_1, factorul de putere $\cos\varphi$, presiunea utilă p_u, randamentul η, în funcţie de debit, de la $Q = 0$ la valoarea pentru care presiunea electromagnetică este egală cu pierderile de presiune, la tensiune de alimentare constantă. Pentru aceasta, se consideră o serie de valori pentru debitul relativ $r_q = Q/Q_s$, unde $Q_s = 2f\tau\, 2\pi r_d d$, este debitul de sincronism şi se calculează:

— alunecarea medie corespunzătoare a metalului, $s = 1 - r_q$ şi factorul reacţiei indusului k_r;

— impedanţa z, rezistenţa r_e, reactanţa x_e echivalente ale pompei, prin rezolvarea schemei echivalente din figura 5.

— curentul absorbit $I_1 = U_f/z$, factorul de putere $\cos\varphi = r_e/z$ şi pierderile în înfăşurarea $P_1 = 3rI_1^2$;

— inducţia cîmpului inductor $B_0 = \dfrac{\mu_0}{\delta}\dfrac{3\sqrt{2}\, w k_w}{\pi p} I_1$, presiunea electromagnetică $p_e = 2p\tau^2 sf\sigma\, B_0^2 k_r k_l$ şi puterea hidraulică corespunzătoare $P_h = p_e r_q Q_s$;

— puterea activă Joule în metalul topit $P_{2m} = 4\pi r_d\, \mathrm{d} 2p\tau^3 s^2 f^2 B_0^2\, \sigma k_r$;

— puterea activă în canal $P_{2c} = 4\pi r_c\, d_c\, 2p\tau^3 f^2 B_0^2 \sigma_c k_r$.

Pentru carcasa metalică a miezului interior se foloseşte aceeaşi relaţie, cu r_i, d_i, şi σ_i.

— puterea activă absorbită de pompă $P = P_1 + P_h + P_{2m} + P_{2c} + P_{2i}$; ca verificare trebuie să rezulte $P = U_f I_1 \cos\varphi$;

— pierderile de presiune p_h se calculează pe secţiunea circuitului hidrodinamic între care s-a considerat presiunea utilă, § 1.2.

În zonele cu secţiune de curgere constantă, aflate în afara cîmpului magnetic, pierderile de presiune se determină cu relaţia uzuală [2] $p_h = \lambda L\, \rho v^2/(2D_H)$, unde L este lungimea zonei, v viteza corespunzătoare a metalului, D_H diametrul hidraulic al secţiunii de curgere (de patru ori secţiunea, împărţită la perimetru), coeficientul pierderilor de sarcină liniare $\lambda = \lambda_0 = 96/Re$, dacă $Re < 2\,300$, $\lambda = \lambda_0 = 0{,}3164\, Re^{-0{,}25}$, pentru $2\,300 < Re < 10^5$ şi $\lambda = \lambda_0 = 0{,}0032 + 0{,}221\ Re^{-0{,}237}$, pentru $Re > 10^5$, unde $Re = vD_H/\nu$ este numărul Reynolds. Pierderile de presiune locale (variaţii bruşte de secţiune, difuzoare — confuzoare, coturi) se determină cu relaţia $p_{h1} = \xi_1 \rho v^2/2$, unde ξ_1 este coeficientul pierderilor locale de sarcină, determinat experimental, precizat în literatură; v este viteza în aval.

Cîmpul magnetic influenţează curgerea şi deci pierderile de presiune în zona canalului aflată în cîmp. Acestea se determină cu relaţia de mai sus în care λ depinde de regimul de curgere. Un cîmp intens poate laminariza curgerea turburentă în absenţa cîmpului. Conform [3] curgerea este laminară, dacă $Re < 215\, Ha$,

unde $Ha = B_0 D_H \sqrt{\sigma/\rho\nu}$ este numărul Hartmann și în acest caz $\lambda = \lambda_l = 8/Re \cdot (Ha^2 \cdot th Ha/4)/(Ha - 4 \cdot \text{th}Ha/4)$, sau $\lambda_l = 8Ha/Re$, dacă $Ha \geqslant 40$ și turbulentă, dacă $Re > 215\,Ha$. În acest caz $\lambda = 4C_f$, unde $C_f = f(Ha/Re)$, figura 6 [3]. Prin sumare se obțin pierderile de presiune p_h în pompă.

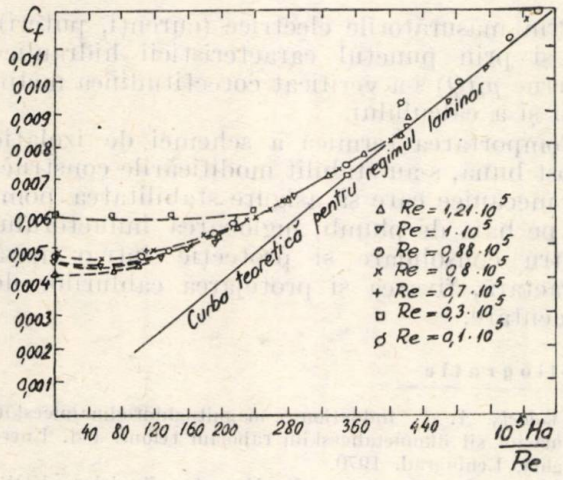


Fig. 6

— presiunea utilă este $p_u = p_e - p_h$;
— puterea utilă este $P_u = p_u r_q Q_s$;
— randamentul electric al pompei este $\eta_e = P_u/P$, iar randamentul electrotermic se determină după calculul termic, $\eta_{et} = (P - P_r)/P$, unde P_r este puterea transmisă în sistemul de răcire.

5. Aplicație la pompa de plumb NEFERAL 1

Metodica a fost aplicată la calculul pompei de plumb care a fost construită și testată la întreprinderea „Neferal" — București, (fig. 7).

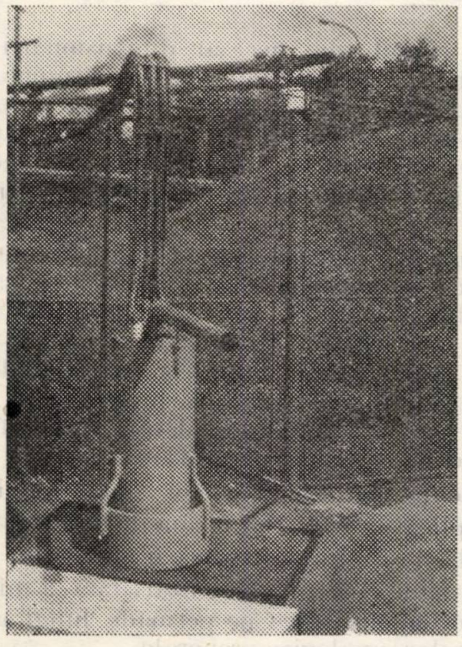


Fig. 7

Datele de calcul au fost: $\rho = 10510$ kg/m^3, $\sigma = 1{,}02 \cdot 10^6\ \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$, $\nu = 2{,}1 \cdot 10^{-7}$ m^2/s la $t = 400$°C, $p_u = 1{,}35 \cdot 10^5$ N/m^2($h = 1{,}3$ m col. Pb), $Q = 0{,}25 \cdot 10^{-3}$ m^3/s, $U_f = 24$ V, $f = 50$ Hz, canalul din oțel inoxidabil nemagnetic, 10 TNC — 180, cu $d_c = 2 \cdot 10^{-3}$ m și $\sigma_c = 2{,}8 \cdot 10^6\ \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$.

Miezul magnetic interior este o bară cilindrică de oțel moale neprotejată, cu crestături longitudinale adînci obținute prin frezare, pentru facilitarea pătrunderii cîmpului. Miezul este o piesă de schimb a pompei.

Soluția constructivă a fost impusă de particularitățile utilizării pompei pentru transvazarea (golirea cuptorului), prin scufundare în baia de metal topit. Pompa are o carcasă cilindrică exterioară cu diametrul 300 mm și lungimea 750 mm, coaxială cu canalul. Acesta este sudat pe fundul carcasei, astfel că metalul nu poate pătrunde în zona interioară dintre canal și carcasă, în care se montează inductorul. Miezul interior, centrat în raport cu canalul, se prinde în partea inferioară cu o piesă exterioară care împiedică accesul zgurii în canalul pompei. Flanșa superioară a canalului este demontabilă pentru a permite accesul inductorului fixat de capacul superior al carcasei.

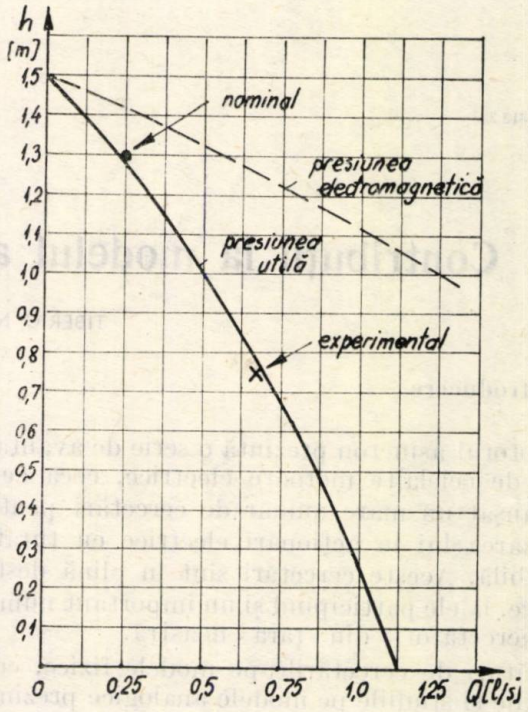


Fig. 8

Înfășurarea, cu bobine separate în fiecare crestătură, este executată din bară dreptunghiulară de cupru 5×12 mm^2. Circuitul magnetic al inductorului are o construcție aparte care elimină întreruperea structurii magnetice în plan transversal, caracteristică pachetelor de tole și asigură centrarea perfectă a inductorului în raport cu canalul. Dinții sînt constituiți din

tole inelare în plan transversal, iar jugul din 6 pachete de tole paralelipipedice longitudinale. Această structură are avantajul reducerii scăpărilor în crestătură și elimină zonele frontale ale bobinajului.

Pompa nu are sistem propriu de răcire avînd în vedere regimul intermitent de funcționare în baie; izolația electrică este constituită din materiale anorganice cu mare stabilitate termică.

Calculele de predimensionare au stabilit: $r_2 \doteq 26$ mm, $d = 3{,}5$ mm $\tau = 78$ mm; $r_1 = 32{,}5$ mm; $2p = 8$ poli; $v = 0{,}41$ m/s; $s = 0{,}947$; $\delta = 8{,}46$ mm; $\sigma_e = 1{,}12 \cdot 10^6\ \Omega^{-1}\ m^{-1}$; $\varepsilon_c = 0{,}256$; $k_r = 0{,}938$; $B_0 = 0{,}272$ T (la $p_e = 1{,}546 \cdot 10^5$ N/m^2).

Inductorul are $w = 28$ spire pe fază, 7 spire în fiecare crestătură, lățimea dintelui $b_d = 9$ mm; $b_c = 17$ mm; $h_c = 45$ mm; $q = 1$; $r = 0{,}013\ \Omega$; $x_\sigma = 0{,}0471\ \Omega$; $x_\mu = 0{,}081\ \Omega$. Parametrii indusului sînt $r'_m = 0{,}736\ \Omega$ și $r'_c = 0{,}515\ \Omega$.

În figura 8 sînt reprezentate caracteristicile de bază ale pompei, calculate conform § 4, presiunea electromagnetică (linie întreruptă), și presiunea utilă, exprimate în înălțime coloană de Pb, în funcție de debit. Punctul experimental s-a determinat prin cronometrarea timpului (15 s) în care s-au transferat 10 l de plumb, în condițiile diferenței de nivel $h = 0{,}75$ m între cuptor și cotul țevii de golire, figura 7.

6. Concluzii

Prin măsurătorile electrice (curenți, puteri), cît și prin punctul caracteristicii hidraulice externe $p_u(Q)$ s-a verificat corectitudinea metodicii și a calculului.

Comportarea termică a schemei de izolație a fost bună, s-au stabilit modificările construcției mecanice care să asigure stabilitatea pompei pe baia de plumb, înglobarea inductorului pentru consolidare și protecție într-o masă refractară, fixarea și protejarea cablurilor de alimentare.

Bibliografie

[1] *Voldek, A. I.* Inducționie magnitoghidrodinamiceskie mașinî sji dkometaliceskim rabocim telom. Izd. Energhia, Leningrad, 1970.

[2] *Florea, J., Panaitescu, V.* Mecanica fluidelor. EDP, 1979.

[3] *Garris, L.* Magnitoghidrodinamiceskie tecenia v canalah. Izd. Inostroannoi literaturî, Moskva, 1960.

CZ 621.313.333

ECUAȚIILE MAȘINII ASINCRONE
SISTEM BIFAZAT ECHIVALENT
MODELUL ANALOGIC AL MOTORULUI ASINCRON

Contribuții la modelul analogic al motorului asincron

TIBERIU NERODEA * — Craiova

Introducere

Motorul asincron prezintă o serie de avantaje față de celelalte motoare electrice, ceea ce a declanșat un mare număr de cercetări pentru utilizarea lui în acționări electrice cu turație reglabilă. Aceste cercetări sînt în plină desfășurare, la ele participînd și un important număr de cercetători din țara noastră.

Alături de cercetările pe modele fizice, cercetările și studiile pe modele analogice prezintă o importanță deosebită, mai ales în perioada de proiectare și realizare a modelelor fizice. Un important număr de calcule, necesare proiectării, se pot face simplu cu ajutorul modelului analogic, în caz contrar făcîndu-se prin metode foarte laborioase. Vom aminti cîteva dintre acestea: calculul curentului de sarcină în momentul comutației, necesar dimensionării circuitului de comutație; analiza armonică a curentului statoric; analiza armonică a curentului rotoric (deosebit de importantă pentru refularea curentului); calculul cuplului electromagnetic; acordarea regulatoarelor automate etc.

În literatura de specialitate se folosește metoda modelării analogice a unor ecuații [1], sau a motorului întreg [2], în vederea studierii unor situații particulare. Modelarea ecuațiilor motorului, încît acesta să aibă în toate condițiile de funcționare și alimentare proprietățile motorului, necesită unele completări și modificări ale modelelor cunoscute [3].

Existența amplificatoarelor operaționale și a multiplicatoarelor, sub formă de circuite integrate, dă posibilitatea realizării modelului analogic într-un montaj specializat, fără a mai fi nevoie de imobilizarea pe perioade lungi a calculatoarelor analogice generale.

* Ing. *Nerodea, T.* — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică — „Electroputere" — Craiova.

1. Măsuri pentru eliminarea efectelor generatoarelor de eroare de la intrarea amplificatoarelor operaţionale

Autorul prezentei lucrări a realizat modelul analogic al unui motor asincron, conform [3] şi a constatat că acesta este inutilizabil datorită acţiunii generatoarelor de eroare, care fac ca peste tensiunile alternative, mărimi de calcul, să se suprapună tensiuni continue parazite. Tensiunile continue duc la saturarea unor amplificatoare operaţionale şi, în final, la ieşirea din stabilitate a întregului sistem.

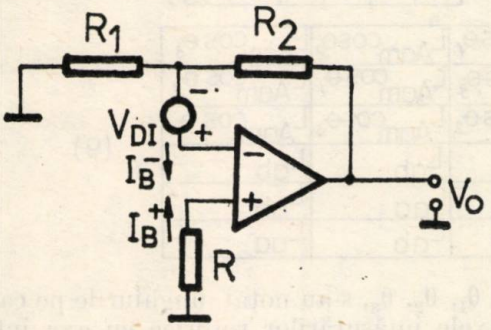


Fig. 1. Circuit pentru calculul influenţei generatoarelor de eroare de la intrarea amplificatoarelor operaţionale.

Metodele indicate în [4], pentru compensarea generatoarelor de eroare, sînt eficace numai în cazul existenţei unei rezistenţe în circuitul de reacţie negativă. Conform figurii 1, tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional în funcţie de tensiunea de eroare se calculează:

$$V_0 = (V_{DI} + RI_{DI})\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right), \qquad (1)$$

$$R = R_1 \,||\, R_2.$$

Se constată că în buclă deschisă, $R_2 = \infty$, o cît de mică valoare a tensiunii de decalaj duce la apariţia tensiunii de saturaţie la ieşire. Metodele de compensare, oricît de precise, nu pot elimina complet efectul generatoarelor de eroare, a căror tensiune şi curent depind de temperatură.

În cazul circuitelor integratoare, în bucla de reacţie negativă se conectează o capacitate, care pentru componenta continuă face o separare galvanică între intrarea inversoare şi ieşirea amplificatorului operaţional. În formula (1) $R_2 = \infty$, iar la ieşirea amplificatorului operaţional va apare o tensiune de eroare care va produce efectele arătate mai sus. Pentru eliminarea acestora este necesar ca în paralel cu capacitatea să se conecteze o rezistenţă. Rezultatul integrării este afectat de prezenţa rezistenţei în circuitul de reacţie al integratorului, dar eliminarea acestui efect se poate realiza prin schimbarea configuraţiei modelului analogic.

Prin trecerea de la sistemul trifazat la unul bifazat echivalent se obţine un sistem de ecuaţii de gradul I, neomogene. În mod obişnuit, rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale cu ajutorul calculatorului analogic se face prin metoda funcţiilor implicite, conform căreia ecuaţiile de ordinul I neomogene de forma:

$$RI(t) + L\frac{dI(t)}{dt} = U, \qquad (2)$$

se aduc la forma:

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{1}{L}[U - RI(t)]. \qquad (3)$$

Schema structurală pentru rezolvarea ecuaţiei (3) se prezintă în figura 2.

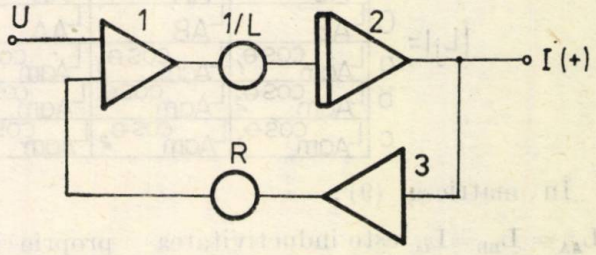


Fig. 2. Schema structurală pentru rezolvarea ecuaţiei diferenţiale de gradul I, prin metoda funcţiilor implicite.

Necesitatea de a avea rezistenţă în paralel cu capacitatea integratorului se satisface în cazul transpunerii într-o schemă structurală a ecuaţiei (2), [fig. 3, p. 67]. Rezistenţa care trebuie conectată în paralel cu capacitatea integratorului are valoarea R/L. Se desprinde concluzia că ecuaţiile motorului vor trebui aduse la forma în care în membrul stîng este curentul şi derivata sa, pentru circuitul la care se referă ecuaţia.

Cu toate aceste măsuri, tensiunea de eroare nu este complet înlăturată din model, ea atingînd valori comparabile cu tensiunea care reprezintă curentul de magnetizare sau fluxul. Pentru înlăturarea componentei continue, după blocurile care fac aceste calcule, se conectează repetoare de curent alternativ [5], (fig. 4, p. 67).

În domeniul de frecvenţe în care lucrează modelul analogic al motorului asincron, repetorul de curent alternativ nu introduce defazări sau atenuări ale armonicilor superioare.

2. Transformarea ecuaţiilor maşinii asincrone în vederea rezolvării lor prin metodele calculului analogic

Cu ipotezele simplificatoare binecunoscute din literatură [6], [2], ecuaţiile maşinii asincrone [6] se scriu:

$$|u_j| = \frac{d}{dt}|\psi_j| + |R_j||i_j|, \qquad (4)$$

$$|\psi_j| = |L_j||i_j|. \qquad (5)$$

Se vor nota cu A, B, C, mărimile pe cele trei faze ale statorului, cu a, b, c, mărimile pe fazele rotorului, cu *1* mărimile din stator și cu *2* mărimile din rotor, egale pe faze. Matricele (4) și (5) sînt de forma :

$$|u_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (6) \quad |i_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7) \quad |R_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{bmatrix} R_1 & & & & & \\ & R_1 & & & & \\ & & R_1 & & & \\ & & & R_2 & & \\ & & & & R_2 & \\ & & & & & R_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$|L_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aam}\cos\theta_1 & L_{Aam}\cos\theta_2 & L_{Aam}\cos\theta_3 \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} & L_{Aam}\cos\theta_3 & L_{Aam}\cos\theta_1 & L_{Aam}\cos\theta_2 \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} & L_{Aam}\cos\theta_2 & L_{Aam}\cos\theta_3 & L_{Aam}\cos\theta_1 \\ L_{Aam}\cos\theta_1 & L_{Aam}\cos\theta_3 & L_{Aam}\cos\theta_2 & L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{Aam}\cos\theta_2 & L_{Aam}\cos\theta_1 & L_{Aam}\cos\theta_3 & L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{Aam}\cos\theta_3 & L_{Aam}\cos\theta_2 & L_{Aam}\cos\theta_1 & L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad (9)$$

În matricea (9) :

$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC}$ este inductivitatea proprie a unei înfășurări statorice ;

$L_{AB} = L_{BC} = L_{CA}$ — inductivitatea mutuală dintre două înfășurări statorice ;

$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$ — inductivitatea unei înfășurări rotorice ;

$L_{ab} = L_{ac} = L_{ca}$ — inductivitatea mutuală dintre două înfășurări rotorice ;

L_{Aam} — inductivitatea mutuală între o înfășurare statorică și una rotorică, valoare maximă.

Cu θ_1, θ_2, θ_3, s-au notat unghiurile pe care le fac axele înfășurărilor rotorice cu axa înfășurării fazei A din stator.

Fără a mai efectua operațiile cu matrice, se observă complexitatea sistemului de ecuații care s-ar obține și faptul că ecuațiile diferențiale sînt neliniare și neomogene. La rezolvarea acestui sistem se obține o simplificare importantă prin folosirea vectorului reprezentativ sau a proiecțiilor acestuia pe un sistem ortogonal de axe de coordonate.

Pentru trecerea directă a mărimilor scalare statorice și rotorice, reprezentate prin vectori reprezentativi, la proiecțiile vectorilor reprezentativi pe axele α, β ale unui sistem de axe de coordonate ortogonal, rotitor cu viteza unghiulară ω_k, se utilizează matricea :

$$|M| = \frac{2}{3} \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{matrix} \begin{matrix} A & B & C & a & b & c \end{matrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos\sigma_1 & \cos\sigma_2 & \cos\sigma_3 & & & \\ -\sin\sigma_1 & -\sin\sigma_2 & -\sin\sigma_3 & & & \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & & & \\ & & & \cos\gamma_1 & \cos\gamma_2 & \cos\gamma_3 \\ & & & -\sin\gamma_1 & -\sin\gamma_2 & -\sin\gamma_3 \\ & & & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ 01 \\ \alpha_2 \\ \beta_2 \\ 02 \end{matrix} \quad (10)$$

Trecerea inversă, de la proiecțiile pe axele de coordonate α, β la mărimile reale, pe direcțiile A, B etc., se face cu matricea :

$$|M|^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\sigma_1 & -\sin\sigma_1 & 1 & & & \\ \cos\sigma_2 & -\sin\sigma_2 & 1 & & & \\ \cos\sigma_3 & -\sin\sigma_3 & 1 & & & \\ & & & \cos\gamma_1 & -\sin\gamma_1 & 1 \\ & & & \cos\gamma_2 & -\sin\gamma_2 & 1 \\ & & & \cos\gamma_3 & -\sin\gamma_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \quad (11)$$

În matricele (10) și (11) s-a notat cu δ_1, δ_2 etc., unghiurile pe care le fac direcțiile A, B etc., cu axa α. Pentru trecerea de la sistemul trifazat, la cel bifazat echivalent, se amplifică ecuațiile (4) și (5) cu matricea de transformare (10). În urma efectuării operațiilor cu matrice rezultă:

$$|u_M| = \left[|M|\frac{d}{dt}|M|^{-1} + \frac{d}{dt}\right]|\psi_M| + |R_M||i_M|, \tag{12}$$

expresie în care parametrii mașinii au fost scriși ca proiecții pe axele α, β și au valorile:

$$|L_M| = |M||L_j||M|^{-1}, \quad |R_M| = |M||R_j||M|^{-1}, \tag{13}$$

iar tensiunile, curenții și fluxurile se transformă conform expresiilor:

$$|u_M| = |M||u_j|, \quad |i_M| = |M||i_j|, \quad |\varphi_M| = |M||\psi_j|.$$

Trecerea de la inductivitățile reale, exprimate prin matricea (9), la proiecțiile lor pe axele de coordonate α, β [6], [2], aduce o mare simplificare. Pentru obținerea unei forme restrînse se introduc notațiile:

$L_{AA} - L_{AB} = L_1$ — inductivitatea proprie a unei înfășurări statorice;

$L_{aa} - L_{ab} = L_2$ — inductivitatea proprie a unei înfășurări rotorice;

$L_{Aam} = L_m$ — inductivitatea mutuală maximă între o înfășurare statorică și una rotorică.

Între inductivitățile nou introduse există relațiile:

$$L_1 = L_m + L_{\sigma 1},$$

$$L_2 = L_m + L_{\sigma 2}, \tag{14}$$

unde $L_{\sigma 1}$ și $L_{\sigma 2}$ sînt inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor statorice și respectiv rotorice.

Matricea transformată a inductivităților, conform (13) este:

$$|L_M| = |M||L_j||M|^{-1} = \begin{array}{|cccccc|}\hline L_1 & & & L_m & & \\ & L_1 & & & L_m & \\ & & L_{01} & & & \\ L_m & & & L_2 & & \\ & L_m & & & L_2 & \\ & & & & & L_{02} \\ \hline \end{array} \tag{15}$$

Matricele tensiunilor și curenților în sistemul de coordonate α, β au aceeași structură, ca exemplu se prezintă matricea tensiunilor:

$$|u_M| = |M||u_j| = \frac{2}{3}\begin{array}{|l|l|}\hline u_A\cos\delta_1 + u_B\cos\delta_2 + u_C\cos\delta_3 & \alpha_1 \\ -(u_A\sin\delta_1 + u_B\sin\delta_2 + u_C\sin\delta_3) & \beta_1 \\ \frac{1}{2}(u_A + u_B + u_C) & 01 \\ u_a\cos\gamma_1 + u_b\cos\gamma_2 + u_c\cos\gamma_3 & \alpha_2 \\ -(u_a\sin\gamma_1 + u_b\sin\gamma_2 + u_c\sin\gamma_3) & \beta_2 \\ \frac{1}{2}(u_a + u_b + u_c) & 02 \\ \hline \end{array} \tag{16}$$

În funcție de inductivități fluxul după axele α, β se scrie:

$$|\psi_M| = |L_M||i_M| = \begin{array}{|cccccc|}\hline L_1 & & & L_m & & \\ & L_1 & & & L_m & \\ & & L_{01} & & & \\ L_m & & & L_2 & & \\ & L_m & & & L_2 & \\ & & & & & L_{02} \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{|c|}\hline i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|l|}\hline L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ L_{01} i_{01} \\ L_m i_{\alpha 1} + L_2 i_{\alpha 2} \\ L_m i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2} \\ L_{02} i_{02} \\ \hline \end{array} \tag{17}$$

În urma calculării expresiei dintre parantezele drepte din relaţia (12) se obţine matricea :

$$|M|\frac{d}{dt}|M|^{-1} + \frac{d}{dt} = \begin{vmatrix} \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} & & & & \\ \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} & & & & \\ & & \frac{d}{dt} & & & \\ & & & \frac{d}{dt} & -\frac{d\gamma_1}{dt} & \\ & & & \frac{d\gamma_1}{dt} & \frac{d}{dt} & \\ & & & & & \frac{d}{dt} \end{vmatrix} \tag{18}$$

Cu ajutorul matricei (18) se scrie forma dezvoltată a ecuaţiei : (12)

$$|u_M| = \begin{vmatrix} \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} & & & & \\ \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} & & & & \\ & & \frac{d}{dt} & & & \\ & & & \frac{d}{dt} & -\frac{d\gamma_1}{dt} & \\ & & & \frac{d\gamma_1}{dt} & \frac{d}{dt} & \\ & & & & & \frac{d}{dt} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \psi_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 1} \\ \psi_{01} \\ \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} \\ \psi_{02} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} R_1 & & & & & \\ & R_1 & & & & \\ & & R_1 & & & \\ & & & R_2 & & \\ & & & & R_2 & \\ & & & & & R_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \end{vmatrix} \tag{19}$$

După efectuarea operaţiilor, în ipoteza că $i_A + i_B + i_C = 0$, se obţine sistemul :

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = \dfrac{d}{dt}\psi_{\alpha 1} - \dfrac{d\delta_1}{dt}\psi_{B1} + i_{\alpha 1}R_1 \\ u_{\beta 1} = \dfrac{d}{dt}\psi_{B1} + \dfrac{d\delta_1}{dt}\psi_{\alpha 1} + i_{\beta 1}R_1 \\ u_{\alpha 2} = \dfrac{d}{dt}\psi_{\alpha 2} - \dfrac{d\gamma_1}{dt}\varphi_{B2} + i_{\alpha 2}R_2 \\ u_{\beta 2} = \dfrac{d}{dt}\psi_{\beta 2} + \dfrac{d\gamma_1}{dt}\psi_{\alpha 2} + i_{\beta 2}R_2 . \end{cases} \tag{20}$$

Cu ajutorul fluxurilor, conform matricei (17), se poate scrie sistemul (20) numai funcţie de fluxuri sau numai funcţie de curenţi. Deoarece se doreşte realizarea modelului analogic al motorului asincron pentru curenţi, se vor introduce fluxurile din matricee (17) în sistemul de ecuaţii (22) şi se va obţine :

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = \left(R_1 + L_1\dfrac{d}{dt}\right)i_{\alpha 1} + L_m\dfrac{d}{dt}i_{\alpha 2} - \\ \quad - \dfrac{d\delta_1}{dt}(L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) \\ u_{\beta 1} = \left(R_1 + L_1\dfrac{d}{dt}\right)i_{\beta 1} + L_m\dfrac{d}{dt}i_{\beta 2} - \\ \quad - \dfrac{d\delta_1}{dt}(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) \\ u_{\alpha 2} = \left(R_2 + L_2\dfrac{d}{dt}\right)i_{\alpha 2} + L_m\dfrac{d}{dt}i_{\alpha 1} - \\ \quad - \dfrac{d\gamma_1}{dt}(L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ u_{\beta 2} = \left(R_2 + L_2\dfrac{d}{dt}\right)i_{\beta 2} + L_m\dfrac{d}{dt}i_{\beta 1} - \\ \quad - \dfrac{d\gamma_1}{dt}(L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) . \end{cases} \tag{21}$$

Sistemul (21) se aranjează conform concluziilor din paragraful 1 și se introduce notația:

$$A = \frac{1}{L_1 L_2 - L_m^2}, \tag{22}$$

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 1} + A L_2 R_1 i_{\alpha 1} = A[L_2 u_{\alpha 1} - L_m(u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2}) + \\ \quad + \omega_k L_2 (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) - \\ \quad - (\omega_k - \omega_r) L_m (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1})] \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 1} + A L_2 R_1 i_{\beta 1} = A[L_2 u_{\beta 1} - L_m(u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2}) - \\ \quad - \omega_k L_2 (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) + \\ \quad + (\omega_k - \omega_r) L_m (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 2} + R_2 i_{\alpha 2} = u_{\alpha 2} - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 1} + \\ \quad + (\omega_k - \omega_r)(L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 2} + R_2 i_{\beta 2} = u_{\beta 2} - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 1} + \\ \quad + (\omega_k - \omega_r) L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}). \end{cases} \tag{23}$$

Pentru calculul vitezei unghiulare a rotorului, ω_r, este necesar ca sistemul de ecuații (23) să fie completat cu ecuația cuplului electromagnetic și cu ecuația mișcării.

3. Calculul cuplului electromagnetic dezvoltat de motorul asincron

Cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron este [2] 3/2 ori produsul vectorial al vectorului spațial al fluxului statoric cu vectorul spațial al curentului statoric. Se vor introduce vectorii spațiali prin proiecțiile lor pe axele de coordonate α, β:

$$C = \frac{3}{2} (\psi_{\alpha 1} + j\psi_{\beta 1}) \times (i_{\alpha 1} + j i_{\beta 1}). \tag{24}$$

După efectuarea produsului vectorial se obține:

$$C = \frac{3}{2} \{\psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} [1\, j] + \psi_{\beta 1} i_{\alpha 1} [j\, i]\}. \tag{25}$$

Produsul vectorial al vectorilor unitari este:

$$[1\ j] = 1 \quad [j\ 1] = -1.$$

Relația finală pentru calculul cuplului electromagnetic se scrie:

$$C = \frac{3}{2} (\psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \psi_{\beta 1} i_{\alpha 1}). \tag{26}$$

În modelul analogic pentru curenți fluxurile se vor înlocui conform matricei (17):

$$C = \frac{3}{2} [(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) i_{\beta 1} - (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) i_{\alpha 1}]. \tag{27}$$

Este necesar să nu se reducă termenii care apar cu semne contrare în expresia (27). Motivul se prezintă în cele ce urmează.

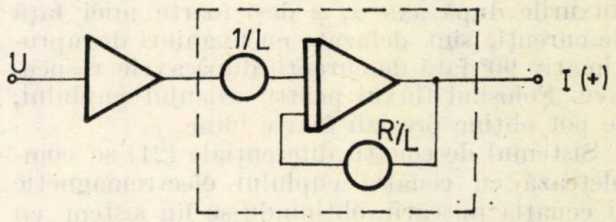


Fig. 3. Schema structurală pentru rezolvarea ecuației de gradul I, scrisă în forma normală.

Dacă se face reducerea în expresia (27) se obține:

$$C = \frac{3}{2} L_m (i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}). \tag{28}$$

În cazul alimentării motorului cu tensiuni sinusoidale simetrice, modelul analogic se va alimenta cu două tensiuni sinusoidale egale, defazate cu 90° el între ele. Curenții statorici care rezultă sînt și ei defazați între ei cu 90° el. La pornire curenții statorici și rotorici sînt aproape egali și defazați cu 180° el. Cei patru curenți au forma:

$$\begin{aligned} i_{\alpha 1} &= \hat{I}_1 \cos(\omega t - \varphi), \\ i_{\beta 1} &= \hat{I}_1 \sin(\omega t - \varphi), \\ i_{\alpha 2} &= \hat{I}_2 \cos(\omega t - \varphi'), \\ i_{\beta 2} &= \hat{I}_2 \sin(\omega t - \varphi'). \end{aligned} \tag{29}$$

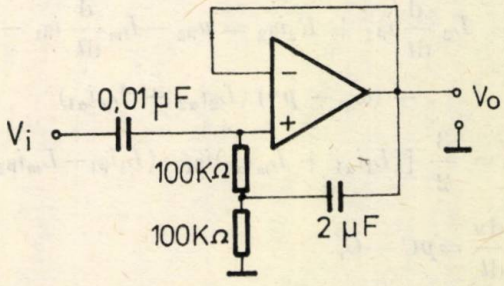


Fig. 4. Repetor de curent alternativ (R.C.A.).

După efectuarea operațiilor conform expresiei (28) se obține:

$$i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2} = 2\hat{I}_1 \hat{I}_2 \sin(\varphi - \varphi'). \tag{30}$$

La calculatorul analogic calculele se efectuează în unități relative. Constantele de scară

se aleg în așa fel încît valorile maxime ale amplitudinii variabilelor să fie 10 V (la calculatoare cu circuite integrate). Datorită arcului $(\varphi - \varphi')$ foarte mic, expresia (30) are valori foarte mici, de ordinul zecimilor de volt, ceea ce face ca rezultatul acestei operații să nu poată fi deosebit de tensiunea de decalaj a multiplicatoarelor și amplificatoarelor operaționale.

Dacă se analizează expresia (27) înaintea reducerii termenilor $L_1 i_{\alpha 1} i_{\beta 1}$, se constată că fluxurile după axa α, β deși foarte mici față de curenți, sînt defazate cu unghiuri de aproximativ 90° față de curenții după axele respective. Folosind fluxul pentru calculul cuplului, se pot obține precizii foarte bune.

Sistemul de ecuații diferențiale (21) se completează cu ecuația cuplului electromagnetic și ecuația mișcării, obținîndu-se un sistem cu ajutorul căruia se poate realiza modelul analogic al motorului asincron. În cazul particularizării vitezei unghiulare ω_k, se vor obține simplificări suplimentare.

Între viteza unghiulară reală a rotorului ν și cea electrică ω_r există relația:

$$\omega_r = p\nu,$$

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 1} + AL_2R_1 i_{\alpha 1} = A[L_2 u_{\alpha 1} - L_m(u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2}) + \\ \quad + \omega_k L_2 (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) - \\ \quad - (\omega_k - p\nu) L_m (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1})] \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 1} + AL_2R_1 i_{\beta 1} = A[L_2 u_{\beta 1} - L_m(u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2}) - \\ \quad - \omega_k L_2 (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) + \\ \quad + (\omega_k - p\nu) L_m (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1})] \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 2} + R_2 i_{\alpha 2} = u_{\alpha 2} - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\alpha 1} + \\ \quad + (\omega_k - p\nu)(L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 2} + R_2 i_{\beta 2} = u_{\beta 2} - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{\beta 1} - \\ \quad - (\omega_k - p\nu)(L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \\ C = \dfrac{3}{2}[(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) i_{\beta 1} - (L_1 i_{\beta 1} - L_m i_{\beta 2}) i_{\alpha 1}] \\ J \dfrac{\mathrm{d}\nu}{\mathrm{d}t} = pC - C_r. \end{cases} \tag{31}$$

Cele mai utilizate viteze ω_k sînt: $\omega_k = 0$ sistemul de axe de coordonate este fix, axele se notează cu indicii u, v, iar $\omega_k = \omega_1$ sistemul se rotește cu viteza de sincronism, axele notîndu-se cu x, y. În cazul utilizării sistemului de coordonate rotitor cu viteza unghiulară ω_1 și al alimentării cu tensiune sinusoidală și simetrică, sursa de alimentare a modelului este de curent continuu. Modelul analogic al motorului asincron pentru curenți, cu viteza de rotație a coordonatelor $\omega_k = 0$, oferă toate posibilitățile, putînd studia curenți, tensiuni, fluxuri, cupluri, comportarea dinamică etc. Sistemul de ecuații pentru acest caz este:

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{u1} + AL_2R_1 i_{u1} = A[L_2 u_{u1} - \\ - L_m(u_{u2} - R_2 i_{u2}) + p\nu L_m (L_2 i_{v2} + L_m i_{v1})] \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{v1} + AL_2R_1 i_{v1} = A[L_2 u_{v1} - \\ - L_m(u_{v2} + R_2 i_{v2}) - p\nu L_m (L_2 i_{u2} + L_m i_{u1})] \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{u2} + R_2 i_{u2} = u_{u2} - \\ - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{u1} - p\nu (L_2 i_{v2} + L_m i_{v1}) \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{v2} + R_2 i_{v2} = u_{v2} - \\ - L_m \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{v1} - p\nu (L_2 i_{u2} + L_m i_{u1}) \\ C = \dfrac{3}{2}[(L_1 i_{u1} + L_m i_{u2}) i_{v1} - L_1 i_{v1} + L_m i_{v2}) i_{u1}] \\ J \dfrac{\mathrm{d}\nu}{\mathrm{d}t} = pC - C_r. \end{cases} \tag{32}$$

Sistemul de ecuații (32) servește la realizarea unei scheme structurale, numită modelul analogic al motorului asincron. La realizarea modelului analogic al motorului asincron s-au folosit simbolurile obișnuite în literatura de specialitate [3], [2].

Pentru clarificarea modului de trecere de la sistemul de ecuații (32), la schema structurală prezentată în figura 5, sînt necesare unele explicații suplimentare celor ce rezultă din urmărirea figurii.

Este cunoscut faptul că blocurile de calcul, sumatoare și integratoare, schimbă semnul rezultatului operației pe care o efectuează. Pentru a obține curentul statoric după axa u pozitiv, este necesar ca la intrarea blocului de calcul 1, să fie termenul drept al ecuației (32.1) cu semn negativ. În blocul de calcul 2 se realizează însumarea tuturor membrilor părții drepte ai ecuației (32.1), care provin atît din afara modelului, cît și din interior și inversarea semnului. În cazul în care înfășurările rotorului nu sînt scurtcircuitate, u_{u2} este diferit de zero și intră în ecuație cu semn negativ, lucru pe care în model îl face inversorul *3*.

Tensiunea de alimentare a statorului, provenind de la o sursă exterioară, se aplică mode-

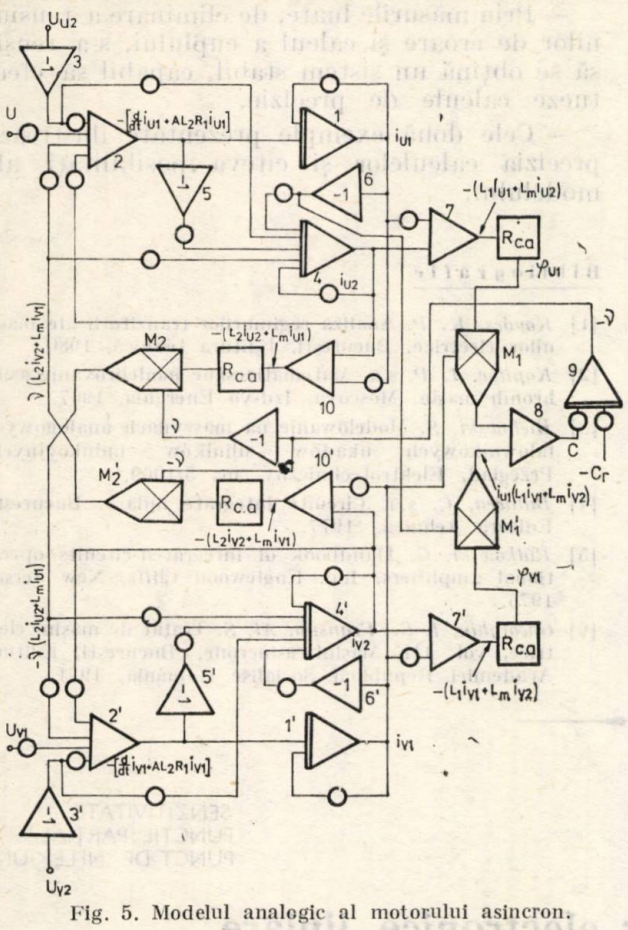


Fig. 5. Modelul analogic al motorului asincron.

iului prin intermediul potențiometrului. Din interiorul modelului sînt aduși termenii $\nu(L_2 i_{v2} + L_m i_{v1})$ și i_{u2}, aplicați sumatorului *2* prin potențiometre datorită faptului că sumatorul poate face și o amplificare cu un număr constant, este posibilă folosirea potențiometrelor pentru a simboliza amplificarea termenilor de la intrarea sumatorului 2 cu coeficienții care rezultă conform ecuației (32.1), chiar dacă aceștia vor fi supraunitari.

Calculul curentului din rotor se face în blocul 4, unde se face atît însumarea termenilor din membrul drept al ecuației (32.3), cît și calculul curentului rotoric i_{u2}, după schema structurală din figura 3. Deoarece nu este calculată derivata în raport cu timpul a curentului primar după axa u, se va calcula prin introducerea în sumatorul-integrator *4* a ieșirilor din blocurile de calcul *2* și *1*. Pentru a obține curentul i_{u2} pozitiv, a fost necesară schimbarea semnului tuturor membrilor părții drepte ai ecuației (32.3), lucru care a impus și introducerea inversoarelor 5 și 6.

Curenții după axa v se calculează în același fel în care s-au calculat curenții după axa u.

În blocul de calcul 7 se calculează expresia $(L_1 i_{u1} + L_m i_{u2})$, necesară calculului cuplului, conform ecuației (32.5). Rezultatul acestui calcul este o tensiune mică, comparabilă cu tensiunea de eroare a amplificatoarelor operaționale. Înlăturarea tensiunii continue care apare la ieșirea blocului 7 se face cu repetorul de curent alternativ (R.C.A.), conform figurii 4. Multiplicarea conform termenilor din partea dreaptă a ecuației (32.5) se face de către multiplicatoarele M_1 și M_1'; iar în sumatorul 8 se calculează cuplul.

Ecuația mișcării se rezolvă în blocul sumator-integrator 9. La ieșirea blocului 9 se obține viteza, care este utilizată pentru obținerea termenilor de forma $\nu(L_2 i_{v2} + L_m i_{v1})$, în multiplicatoarele M_2 și M_2'.

Realizarea practică și utilizarea modelului analogic al motorului asincron pentru diverse calcule, va constitui subiectul unei alte lucrări.

4. Exemple de utilizare

Pentru ilustrarea performanțelor modelului se prezintă rezultatele a două aplicații, în cazul modelării unui motor de 4 kW, cu următorii parametrii $R_1 = 1{,}2\Omega$, $R_2' = 0{,}8\Omega$, $X_\sigma = X_{1\sigma}' = 1{,}85\ \Omega$, $X_m = 61{,}4\ \Omega$.

În figura 6 se prezintă caracteristica mecanică a motorului alimentat simetric cu tensiunea sinusoidală. Această caracteristică servește la

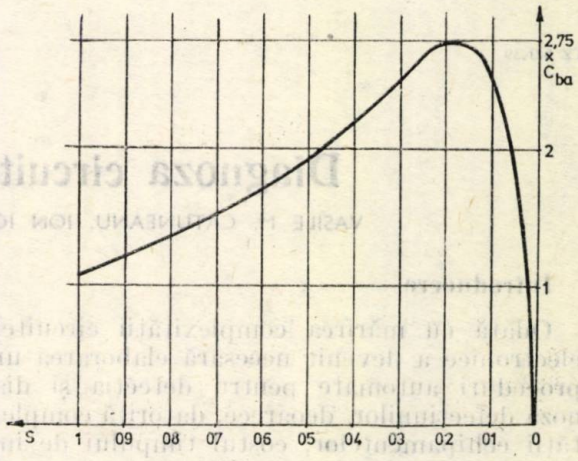


Fig. 6. Caracteristica mecanică a motorului asincron ridicată cu ajutorul modelului analogic.

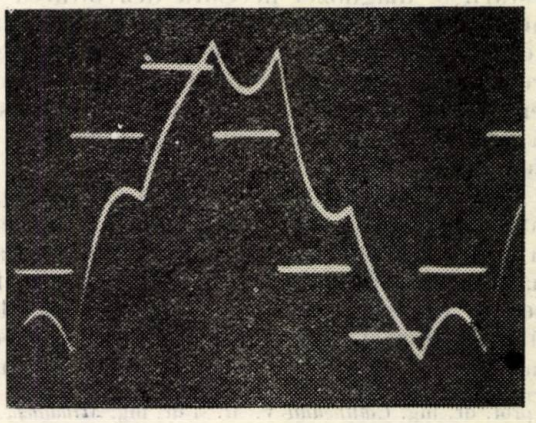


Fig. 7. Tensiunea și curentul de fază în timpul funcționării motorului alimentat de la un invertor de tensiune. Tensiunea 3V/div., curentul 0,5 V/div. (unități relative).

verificarea modelului prin compararea cuplului de pornire, cuplului maxim şi alunecării critice, cu cele obţinute cu ajutorul relaţiilor date în literatură [6], [1], pentru calculul acestor mărimi. În cazul nostru diferenţele între valorile citite pe caracteristică şi cele calculate sînt sub 1%.

În cazul alimentării motorului asincron cu tensiune obţinută de la un invertor de tensiune, cu unghi de conducţie de 180° el, curentul la funcţionarea cu alunecare nominală se prezintă în figura 7.

Oscilograma din figura 7 este utilă pentru determinarea curentului maxim în timpul comutaţiei, determinarea valorii medii a curentului prin tiristoare, diodele de nul etc.

5. Concluzii

Modelul analogic al motorului asincron este un sistem complex, cu multe reacţii interne. Cauzele care duc la instabilitatea sistemului sînt tensiunile de eroare ale amplificatoarelor operaţionale şi imprecizia calculului cuplului.

— Prin măsurile luate, de eliminare a tensiunilor de eroare şi calcul a cuplului, s-a reuşit să se obţină un sistem stabil, capabil să efectueze calcule de precizie.

— Cele două exemple prezentate ilustrează precizia calculelor şi cîteva posibilităţi ale modelului.

Bibliografie

[1] *Kovács, K. P.* Analiza regimurilor tranzitorii ale maşinilor electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1980.

[2] *Kopilov, I. P.* ş.a. Matematiceskoe modelirovanie asinhronih maşin. Moscova, Izd-vo Energhia, 1967.

[3] *Bielawski, S.* Modelowanie na maszynach analogowych falownikowych ukadów siliników indukcyjnych. Przeglad, Elektrotechniczny, nr. 5/1969.

[4] *Bulucea, C.* ş.a. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1977.

[5] *Rutkowski, G.* Handbook of integrated-circuits operational amplifiers. Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 1976.

[6] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al. S.* Tratat de maşini electrice, vol. III, Maşini asincrone, Bucureşti, Editura Academiei Republicii Socialise România, 1971.

CZ 621.39

SENZITIVITATE
FUNCŢIE PARŢIALĂ
PUNCT DE INFLEXIUNE

Diagnoza circuitelor electronice liniare

VASILE M. CĂTUNEANU, ION IONESCU, ADRIAN MIHALACHE * — Bucureşti

Introducere

Odată cu mărirea complexităţii circuitelor electronice a devenit necesară elaborarea unei proceduri automate pentru detecţia şi diagnoza defecţiunilor, deoarece, datorită complexităţii echipamentelor, costul timpului de imobilizare şi al timpului de măsurare prin metode clasice a devenit prohibitiv. Automatizarea testării şi diagnozei necesită dezvoltarea unor metode care să folosească răspunsul la semnale-test rapide ale circuitului. După această etapă trebuie construit un echipament care să aplice semnale-test rapide, să măsoare răspunsul şi să prelucreze datele pentru a detecta şi izola elementul defect.

Pe linia acestei preocupări în [1] s-a dezvoltat conceptul de detecţie şi izolare a defectului în circuite invariante în timp. Procedura automată adoptată acolo are la bază calculul funcţiei de transfer simbolice şi urmărirea deplasării polilor şi zerourilor, la variaţia fiecărui parametru cu paşi discreţi. Calculul funcţiei de transfer, necesar de sute de ori, este evitat prin calculul funcţiei de transfer simbolice, ceea ce necesită însă alcătuirea completă a arborelui topologic al circuitului. Oricum, aşa cum metoda este folosită în [2] şi [3], pentru circuite care au mai mult de 20 de noduri, numărul de arbori poate deveni foarte mare, ceea ce ar duce la o memorie de calculator uriaşă şi la un timp de calcul prohibitiv. Metoda mai are dezavantajul că nu permite interpolare între valorile discrete alese [2].

În [4, 5], se propune o metodă pentru a identifica modificările mai multor parametri, prin măsurarea modificărilor parametrilor de echivalenţă la o reţea cu n porţi. Metoda presupune măsurarea mai multor parametri şi antecalcularea derivatelor parţiale pentru toţi parametrii de echivalenţă a circuitului n-port.

Funcţia de transfer a unui circuit poate fi exprimată ca o transformare biliniară a unei reţele parametrice, ceea ce a fost sesizat în [6] şi [7]. În [8] s-a aplicat această transformare în studiul sensitivităţii funcţiei de transfer la imitanţe pasive şi în [10] se calculează coeficienţii matricei ai transformării, după ce în [9] rezultatele fuseseră extinse pentru

prof. dr. ing. *Cătuneanu V. M.* şi dr. ing. *Mihalache, A.* — Institutul politehnic — Bucureşti, : ing. *Ionescu, I.* — Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru automatizări, tehnică de calcul şi telecomunicaţii Bucureşti.

sursele controlate. Aceleași principii sînt folosite în [11] pentru determinarea valorilor critice ale parametrilor în circuite active ce îndeplinesc condițiile de maxim plat de amplitudine (MLA) sau maxim plat de amplitudine și fază (MLAP), trecînduse de la reprezentarea grafică din [10] la reprezentarea analitică.

Diagnoza defectărilor unui circuit liniar activ

În practică, fiecare circuit este folosit pentru realizarea unei funcții de semnal în anumite limite, iar în majoritatea cazurilor circuitul se consideră defect, atunci cînd limitele impuse răspunsului său sînt depășite. Acest fenomen poate fi studiat prin analiza funcției de transfer generalizată, care dă informații asupra modului în care variația aleatoare a unui parametru al circuitului influențează buna funcționare a acestuia.

În cele ce urmează, se va descrie o metodă de diagnoză care, pornind de la ideea parametrizării funcției de transfer, permite identificarea elementului de circuit defect printr-un simplu test, la un număr mic de frecvențe. Pentru aceasta se utilizează funcțiile parțiale ale funcției de transfer, în care s-a pus în evidență dependența de variația parametrilor.

Se consideră că, în expresia funcției de transfer, coeficienții polinoamelor de la numărător și de la numitor nu sînt constanți, ci variabili în funcție de parametrii circuitului.

$$a_i\big|_{i=\overline{1,n}} = a_i(X),$$

$$b_j\big|_{j=\overline{1,m}} = b_j(X), \qquad (1)$$

unde X este un vector k — dimensional avînd ca elemente valorile parametrilor circuitului.

Mulțimea parametrilor circuitului conține valorile parametrilor tuturor elementelor pasive (rezistențe, capacități, inductanțe) și valorile parametrilor echivalenți ai modelului adoptat pentru elementele active ale circuitului.

Vectorul inițial al parametrilor X_n — este vectorul ale cărui elemente sînt valorile măsurate ale fiecărui parametru al circuitului, în momentul punerii în funcțiune.

Vectorul de zero al parametrilor X_0 — este vectorul ale cărui elemente sînt valorile parametrilor circuitului atunci cînd intrarea este în scurtcircuit cu ieșirea.

Vectorul de gol al parametrilor X_∞ — este vectorul ale cărui elemente sînt valorile parametrilor atunci cînd circuitul este întrerupt.

Se definește funcția $H(j\omega, x)$ prin raportul transformatelor Fourier ale semnalelor de intrare și ieșire și a cărei mărime în modul și fază să depindă atît de frecvență, cît și de valorile parametrilor circuitului:

$$H(j\omega, x) = \frac{a_0(X)(j\omega)^n + a_1(X)(j\omega)^{n-1} + \ldots + a_a(X)}{b_0(X)(j\omega)^m + b_1(X)(j\omega)^{m-1} + \ldots + b_m(X)}. \qquad (2)$$

Această funcție, denumită funcție de transfer parametrizată, exprimă variația răspunsului unui circuit cu frecvență și parametrii intrinseci ai circuitului.

Diagnoza unui circuit constă în a detecta orice depășire a valorii domeniului limită a funcției de transfer și a identifica elementul sau elementele care, prin variația lor, au dus la această abatere. Pentru aceasta, se explicitează funcțiile parțiale ale funcției de transfer parametrizate:

$$H_i(x_i) = H(j\omega, x_i) = H(j\omega, X)\Big|_{\omega=\text{const.}},$$

$$x_1, \ldots, x_{i-1}, x_{i+1} \ldots, x_4 = \text{const.}$$

Se observă că funcțiile $H_i(x_i) : R \to C$ sînt bijective, deoarece funcția generatoare $H(j\omega, x)$ este un raport de polinoame.

Biunivocitatea funcțiilor parțiale implică faptul că, în condițiile în care, cu excepția unui parametru, toți ceilalți parametri ai unui circuit au valoarea nominală, valoarea funcției de transfer pentru o frecvență ω_0 din banda de lucru este univoc determinată de valoarea acelui parametru.

Astfel, alegînd o frecvență ω_0 din banda de lucru, funcțiile:

$$H_1(x_1) = \vdots = \frac{a_0(x_1)(j\omega_0)^n + a_1(x_1)(j\omega_0)^{n-1} + \ldots + a_n(x_1)}{b_0(x_1)(j\omega_0)^m + b_1(x_1)(j\omega_0)^{m+1} + \ldots + b_m(x_1)}\Big|_{X=X_n}$$

$$\vdots$$

$$H_k(x_k) = \frac{a_0(x_k)(j\omega_0)^n + a_1(x_k)(j\omega_0)^{n-1} + \ldots + a_n(x_k)}{b_0(x_k)(j\omega_0)^m + b_1(x_k)(j\omega_0)^{m-1} + \ldots + b_m(x_k)}\Big|_{X=X_n},$$

determină în planul complex $(H_R(j\omega, x), H_i(j\omega, x))$ o familie de curbe, care se vor intersecta în punctul de coordonate $(H_R(j\omega_0, x_n), H_i(j\omega_0, x_n))$.

O metodă de diagnoză se deduce imediat. Este suficient să se măsoare funcția de transfer la frecvența ω_0 și să se identifice funcția parțială căreia îi aparține. Datorită biunivocității funcțiilor parțiale se va putea decide că deviația funcției de transfer se datorește elementului pe a cărui curbă se găsește valoarea măsurată.

Ca o observație importantă se desprinde faptul că această metodă va permite și determinarea derivei parametrului care a cauzat defecțiunea.

Nedeterminarea cauzată de variația simultană a mai multor parametri poate fi lesne înlăturată prin alegerea frecvențelor de test în jurul polilor și al zerourilor funcției de transfer. Aceasta reduce o nedeterminare de orice grad la o nedeterminare de gradul II, întrucit orice zero sau pol al funcției de transfer este determinat de cel mult două elemente [12].

Nedeterminarea datorată capacităților și inductanțelor serie sau paralel cu comportări diferite în frecvență se poate discerne cu ușurință prin alegerea frecvențelor de test suficient de depărtate.

În cazul unei defecțiuni catastrofale de tipul răspuns nul la orice excitație de intrare, metoda prezentată nu este aplicabilă, defecțiunea depistîndu-se prin metode clasice.

Aplicație

Metoda de diagnoză a fost aplicată la un filtru activ cu doi poli și rețea de reacție multiplă (fig. 1) și care se găsește descris în [13]. Așa cum s-a arătat, diagnoza implică două etape, una de pregătire și calcul și una de detecție și identificare propriu-zisă.

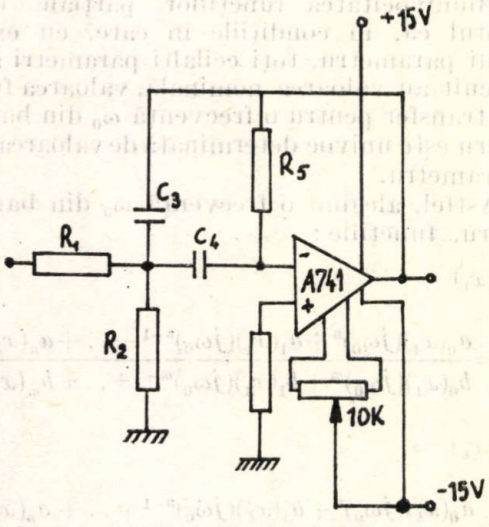


Fig. 1. Schema filtrului.

Etapele algoritmului sînt următoarele:

1. Se aleg parametrii circuitului. În acest caz, parametrii sînt rezistențele și capacitățile din bucla de reacție și amplificarea operaționalului. Vectorul parametrilor va fi:

$$[X] = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ R_5 \\ A_\varepsilon \end{bmatrix}.$$

2. Se determină vectorul valorilor inițiale x_n. Pentru aceasta s-au măsurat valorile rezistențelor și condensatoarelor, precum și amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operațional, sistemul de măsură adoptat fiind: [kΩ, μF].

$$x_n = \begin{bmatrix} x_{1n} \\ x_{2n} \\ x_{3n} \\ x_{4n} \\ x_{5n} \\ x_{6n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1n} \\ R_{2n} \\ C_{3n} \\ C_{4n} \\ R_{5n} \\ x_{6n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 53 \\ 0{,}67 \\ 0{,}1 \\ 0{,}1 \\ 1060 \\ 100 \end{bmatrix}.$$

3. Se determină, prin inspecție, expresia funcției de transfer generalizată. În cazul circuitul analizat, se poate scrie:

$$H(j\omega, x) = \frac{-\frac{1}{x_1}\cdot\frac{1}{x_2}}{\frac{1}{x_5}\left[\frac{1}{x_1}+\frac{1}{x_2}+j\omega(x_3+x_4)\right]+ \frac{1}{x_6}\left[\left(\frac{1}{x_2}+\frac{1}{x_5}\right)\left(\frac{1}{x_1}+\frac{1}{x_2}+j\omega x_3\right)+\frac{x_3}{x_5}\right]}.$$

4. Se aleg frecvențele de test. Pentru caracterizarea completă a funcției de transfer a circuitului sînt necesare cinci frecvențe de test. Acestea au fost alese în jurul punctelor de inflexiune ale caracteristicii de transfer și cu un ecart de două decade în frecvență.

$$f_1 = \frac{f_0}{10} = 6 \text{ Hz},$$

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{2}} = 58{,}5 \text{ Hz},$$

$$f_3 = f_0 = 60 \text{ Hz},$$

$$f_4 = f_0\sqrt{2} = 61{,}5 \text{ Hz},$$

$$f_5 = 10 f_0 = 600 \text{ Hz}.$$

5. Se calculează și se introduc în memorie valorile funcțiilor parțiale:

$$H_i(\omega_k, x_i)|\omega_k = \text{const.},$$

sub formă de perechi (H_{real}, H_{imag}) pentru toate frecvențele de test. Pentru exemplul abordat, s-a calculat fiecare funcție parțială la toate

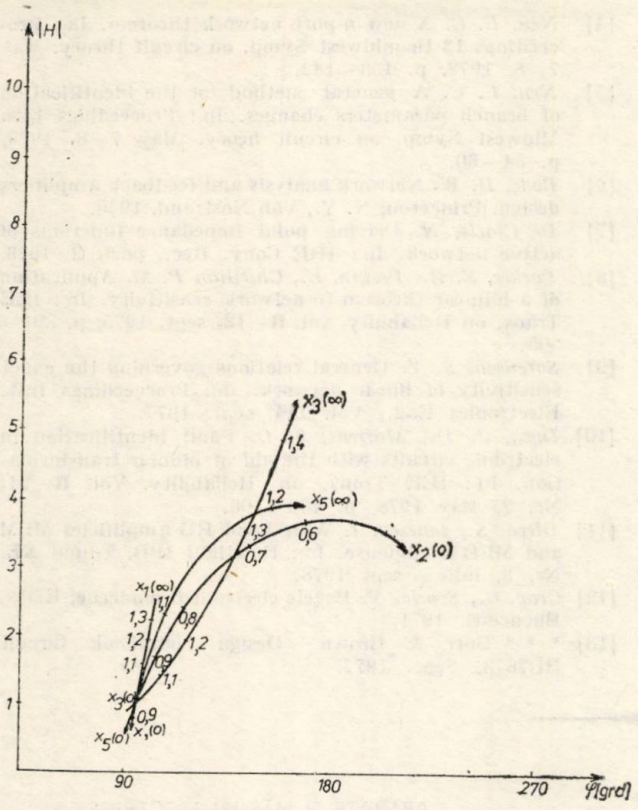


Fig. 2. Hodograful funcțiilor parțiale la frecvența de 6 Hz

frecvențele de test pentru următoarele domenii de variație a parametrilor:

$$x_1 = R_1 \in [5\ \text{K}\Omega,\ 500\ \text{k}\Omega],$$
$$x_2 = R_2 \in [60\Omega \quad 6\ \text{k}\Omega],$$
$$x_3 = C_3 \in [10\ \text{nF},\ 1\ \mu\text{F}],$$
$$x_4 = C_3 \in [10\ \text{nF},\ 1\ \mu\text{F}],$$
$$x_5 = R_5 \in [100\ \text{k}\Omega\ 10\ \text{M}\Omega],$$
$$x = A_6 \in [5\ 000,\ 500\ 0000.$$

Pasul a fost adoptat variabil: mai mic în jurul valorii nominale și mărindu-se spre extremitățile intervalului.

În figura 2 este prezentată reprezentarea funcțiilor parțiale pentru una din frecvențe $f_1 = 6$ Hz variabilele fiind normalizate.

Datele astfel obținute au fost introduse în memoria-disc a unui calculator FELIX C-32.

Cu aceasta, prima etapă a diagnozei a fost terminată. În mod similar, orice circuit de același tip și cu aceleași valori nominale poate fi diagnosticat cu ajutorul subprogramului de diagnoză. Acesta, folosind interpolarea Lagrange, determină elementul pe a cărui curbă se găsește valoarea măsurată a funcției de transfer la frecvența de test caracteristică. După testarea circuitului la toate frecvențele stabilite, se poate afirma cu precizie elementul defect.

Măsurarea valorilor funcției de transfer se face rapid cu ajutorul unui generator de semnal sinusoidal și a unui voltmetru vectorial.

Organigrama programului de diagnoză este prezentată în figura 3.

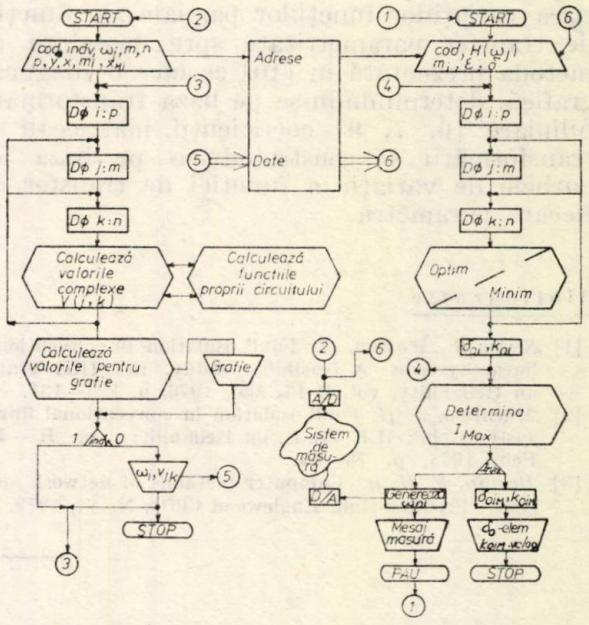


Fig. 3. Organigrama programului de diagnoză.

În figura 2 este exemplificat cazul în care rezistența R_1 (în figura reprezentată prin x_1) s-a defectat, defecțiunea constînd în creșterea valorii ei de la 670 Ω la 850 Ω din cauza temperaturii ridicate. Detectarea defecțiunii s-a făcut prin măsurarea valorii funcției de transfer la 6 Hz. Valoarea găsită a fost de 2 pentru $|H|$ — modulul funcției de transfer și 100° pentru φ — faza funcției de transfer. Reprezentînd aces punct în desen s-a constatat că el aparține graficul funcției parțiale $H(j\omega_1, x_1)$ pentru valoarea 1,25 R_{1n} a parametrului x_1. Același lucru s-a determinat și automat cu ajutorul calculatorului și corespunde constatărilor făcute prin înlocuirea și măsurarea elementului defect.

Metoda a fost folosită la un lot de 10 filtre, dînd totală satisfacție, prin reducerea timpului de imobilizare a echipamentelor de la 6 ore la 20 de minute.

Concluzii

Metoda de diagnoză prezentată corespunde deziderateloor formulate la începutul lucrării, caracterizîndu-se prin simplitate și un timp scurt de imobilizare a echipamentelor de diagnozat. Deși calculele necesare etapei de pregătire sînt destul de lungi, ele se justifică, avînd în vedere generalitatea lor și faptul că rămîn valabile pentru tot lotul de circuite.

Un alt aspect important, relevat de utilizarea metodei, este acela al posibilității de determi-

nare nu numai a elementului defect, ci și a valorii parametrului acestuia, ceea ce permite și un control riguros al funcționării.

Metoda prezentată are avantajul unei facile implementări pe sistemele numerice prin urmărirea variațiilor funcțiilor parțiale ale funcției de transfer parametrizate spre deosebire de metoda prezentată în [10] ce face o diagnoză grafică, determinîndu-se pe baza transformării biliniare [6, 7, 9] coeficienții matriceali ai transformării și construindu-se pe baza lor curbele de variație a funcției de transfer cu fiecare parametru.

Bibliografie

[1] *Seshu, S., Waxam, R.* Fault isolation in conventional linear systems. A feasibility study. In: IEE Trans. an Reliability, vol. **R-15,** Mai, 1976, p. 125—131.

[2] *Maenppa, J. H.* Fault isolation in convențional linear systems. In: IEE Trans. on Reliability, vol. **R — 18,** Feb. 1978, p. 78—83.

[3] *Branin, F. H. jr.* Computer methods of network analysis. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. Y., 1979.

[4] *Neu, E. C.* A new *n*-port network theorem. In: Proceedings 13 th midwest Symp. on circuit theory. May 7—8, 1978, p. 133—142.

[5] *Neu, E. C.* A general method for the identification of branch parameters changes. In: Proceedings 14th Midwest Symp. on circuit heory. May 7—8, 1979, p. 54—60.

[6] *Bode, H. W.* Network analysis and feedback amplifiers design. Princeton, N. Y., Van Nostrand, 1945.

[7] *De Claris, N.* Driving point impedance functions of active network. In: IRE Conv. Rec., part. 2, 1976.

[8] *Parker, S. R., Peskın, E., Chirilian P. M.* Application of a bilinear theorem to network sensitivity. In: IEE Trans. on Reliability, vol. **R—12,** sept. 1975, p. 301—305.

[9] *Sorensen, S. V.* General relations governing the exact sensitivity of linear network. In: Procceedings Inst. Electronics Eng., Vol. **114**, sept. 1977.

[10] *Dyck, J. D., Martens, G. O.* Fault identification in electronic circuits with the aid of biliniar transformation. In: IEE Trans. on Reliability. Vol. **R—21,** Nr. 2, May 1978, p. 103—106.

[11] *Bîrcă, S., Ionescu, I.* Wide band RG amplificies MFM and MFDM response. In: Buletinul IPB, Tomul **XL**, Nr. 3, iulie — sept 1978.

[12] *Gray, G., Searle. V.* Bazele electronicii moderne, EDP., București, 1971.

[13] * * * Burr & Brown — Design Handbook Circuit BB7673, Sept. 1977.

CZ 621.317.7

APARATE ȘI MĂSURI ELECTRICE

Măsurarea numerică a turațiilor joase

DAN POPESCU, IOAN HOHAN, BOGDAN DROAȘCĂ * — București

Introducere

O problemă importantă care este luată în considerație în automatizarea unor procese industriale, în special rapide, este determinarea cu precizie și într-un timp cît mai scurt a turației, motiv pentru care găsirea unor noi principii funcțional-constructive pentru măsurarea turației reprezintă o permanentă temă de cercetare.

Există o mare diversitate de mijloace de măsurare a turației, care se pot clasifica în funcție de tipul elementului sensibil și de modul de prelucrare și afișare a informației. Cele mai cunoscute sînt traductoarele de tip tahogenerator de curent alternativ și cele funcționînd în impulsuri (inductive, fotoelectrice etc).

Din punct de vedere al circuitului de prelucrare a informației, traductoarele de turație se clasifică în traductoare analogice și traductoare numerice. Traductoarele numerice se pot realiza fie pe baza măsurării numărului de rotații într-un interval de timp dat, fie pe baza măsurării perioadei și convertirii ei ulterioare în turație. Traductoarele analogice prezintă dezavantajul unei precizii scăzute, precum și al unei game restrînse de turație, ele neputînd fi utilizate la măsurarea turațiilor foarte joase.

* Facultatea de automatică, „Institutul politehnic — București.

Pentru aplicații care cer determinarea rapidă și precisă a turației ca și pentru turații foarte mici este de preferat utilizarea unui traductor numeric care se bazează pe măsurarea perioadei. În acest scop autorii au conceput și realizat un traductor numeric, care transformă direct, fără utilizarea unui dispozitiv de conversie, perioada în turație. Ca sensor s-a folosit un element de tip inductiv care prezintă o serie de avantaje: încărcarea axului cu un cuplu rezistent foarte mic, fiabilitate ridicată, insensibilitate la perturbații, timp de răspuns foarte bun. Acest traductor este util mai ales pentru măsurări de turații joase. În lucrare se prezintă principiul și schema de funcționare pentru acest traductor numeric de turație conceput și realizat în cadrul Catedrei de automatică I, Facultatea de automatică, I.P.B.

1. Principiul de funcționare a traductorului numeric de turație

Determinarea turației n se bazează pe măsurarea perioadei de rotație T. Pe durata acestei perioade, prin măsurarea unui tren de impulsuri dreptunghiulare de frecvență f_1 se obține un număr N_1 proporțional cu T și anume

$N_1 = f_1 T$. Turația n în rotații pe minut, este dată de relația:

$$n = 60 \cdot f = 60/T = 60 \cdot f_1/N_1, \qquad (1)$$

și se observă că se obține prin împărțirea unui număr fix $60f_1$ cu numărul variabil N_1.

Pentru operația de împărțire a două numere A și B se utilizează schema din figura 1, rezul-

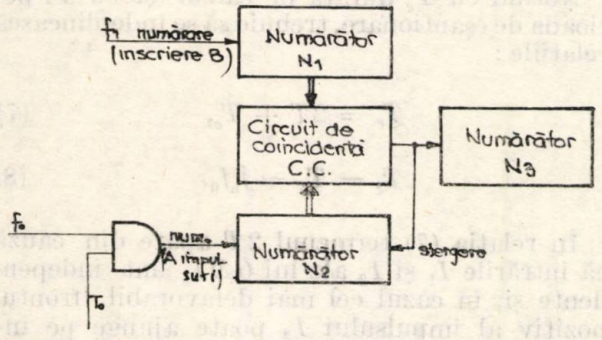


Fig. 1. Structura de realizare a împărțirii întregi a două numere naturale.

tatul împărțirii fiind partea întreagă a cîtului A/B. Algoritmul de efectuare a acestei împărțiri este următorul: în numărătorul N_1 se înscrie numărul $N_1 B$ (în cazul traductorului prezentat, prin numărarea a B impulsuri de frecvență fixă f_1), iar numărul A este generat, după înscrierea lui B în N_1, prin deschiderea porții logice SI pe intervalul T_0 și trecerea în acest interval a ipulsurilor de frecvență f_0, astfel încît $A = T_0 \cdot f_0$. La fiecare coincidență a conținuturilor celor două numărătoare N_1 și N_2 (coincidență realizată de circuitul de coincidență CC), se obține un impuls care este numărat de N_3; de asemenea, acest impuls de coincidență anulează conținutul numărătorului N_2, pregătindu-l pentru un nou ciclu de numărare. După intervalul de timp T_0, în N_3 se va afla un număr care reprezintă de cîte ori numărul B se cuprinde în A, respectiv valoarea A/B.

Schema-bloc pentru partea de măsurare numerică a turației este prezentată în figura 2.

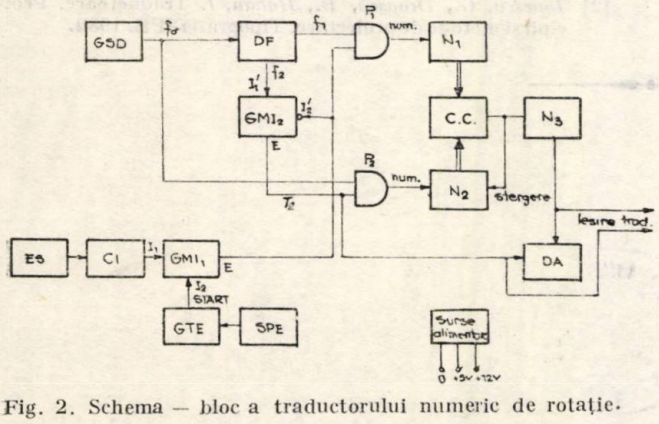


Fig. 2. Schema — bloc a traductorului numeric de rotație.

Semnificația notațiilor din figura 2 este următoarea:

GSD — generator de semnal dreptunghiular de frecvență fixă f_0;

DF — divizor de frecvență cu două ieșiri: $f_1 = f_0/k$, $f_2 = f_0/j$, j și k avînd valori întregi ce vor fi precizate ulterior;

P_1, P_2 — porți logice „SI";
GMI_1, GMI_2 — generatoare monoimpuls;
N_1, N_2, N_3 — numărătoare binar-zecimale;
CC — circuit de coincidență;
ES — element sensibil;
CI — circuit de intrare;
GTE — generator de tact de eșantioane;
SPE — selector perioadă de eșantionare;
DA — dispozitiv de afișare.

GMI are rolul de a genera dintr-un tren de impulsuri dreptunghiulare de perioadă T, aplicat pe intrarea I_1 (fig. 3) un singur impuls de durată T, după ce se aplică pe intrarea I_2 un impuls în logică negativă, conform cu diagrama prezentată.

Monoimpulsul obținut la ieșirea E are palierul delimitat de primele două fronturi negative ale semnalului de pe intrarea I_1 care urmează revenirii lui I_2 în starea inițială.

Funcționarea schemei-bloc constă în următoarele: ES și CI au rolul de a furniza la ieșirea lui CI un tren de impulsuri dreptunghiulare de perioadă T egală cu perioada de rotație a arborelui a cărui turație se măsoară. La impulsul „START" dat de GTE, GMI_1 generează un singur impuls T_1 de durată $T_1 = T$. Poarta

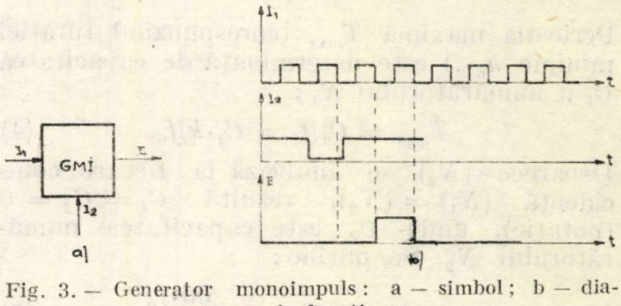


Fig. 3. — Generator monoimpuls: a — simbol; b — diagrama de funcționare.

P_1 este deblocată pe durata T astfel încît, după impulsul T_1, GMI_2 generează un impuls T_2 de durată $T_2 = 1/f_2$. La ieșirea porții P_2 apar în acest interval $T_2 \cdot f_0 = j$ impulsuri. Punînd condiția ca:

$$j = 60 \cdot f_1, \qquad (2)$$

unde $60 \cdot f_1$ este numărul fix ce reprezintă numărătorul lui n (relația (1)) conform schemei de împărțire prezentate, după trecerea impulsului T_2, în numărătorul N_2 se va afla înscrisă turația n in rot/min. Totodată, frontul negativ al impulsului T_2 dă comanda de afișare a turației.

2. Performanțe

Traductorul numeric de turație prezentat poate utiliza ca element sensibil orice dispozitiv cu ieșire în impulsuri dreptunghiulare, avînd perioada egală cu perioada de rotație a axului motorului. Avînd în vedere avantajele evidente cum sînt: fiabilitatea ridicată, simplitatea tehnologică și faptul că axul motorului se încarcă cu un cuplu rezistent foarte mic, s-a optat pentru un element sensibil inductiv format dintr-un disc de aluminiu prevăzut cu o fantă și două limitatoare inductive de cursă de tip IAEM — Timișoara (utilizate la aparatele regulatoare). Limitatoarele sînt montate decalat în spațiu în așa fel încît fanta discului să elibereze succesiv întrefierurile celor două bobine ale limitatoarelor. Fanta trebuie aleasă astfel ca pe de o parte să elibereze complet întrefierul atunci cînd se află în dreptul ei, iar pe de altă parte să nu cuprindă ambele întrefieruri simultan. Folosirea a două elemente inductive a fost impusă de necesitatea delimitării unei perioade de rotație.

Presupunînd eroarea maximă admisibilă 1%, în continuare sînt prezentate unele relații de dimensionare. Limita maximă a turației ce se măsoară este impusă de faptul că numărătorul N_1 să numere în intervalul T cel puțin 100 impulsuri (ceea ce echivalează cu eroarea maximă de 1% la pierderea unui impuls). Deci 100 $f_1 = 60/n_{max}$, sau:

$$n_{max} = \frac{f_0 \cdot 6}{k \cdot 10} = f_1 \cdot 6/10. \qquad (3)$$

Perioada maximă T_{max} (corespunzînd turației minime n_{min}) este determinată de capacitatea C_1 a numărătorului N_1:

$$T_{max} = C_1/f_1 = C_1 \cdot k/f_0. \qquad (4)$$

Deoarece (N_2) se anulează la fiecare coincidență $(N_1) = (N_2)$, rezultă $C_1 = C_2 = C$ (notație), unde C_2 este capacitatea numărătorului N_2. Se obține:

$$n_{min} = 60/T_{max} = \frac{60 \cdot f_0}{C \cdot k} \qquad (5)$$

și, prin împărțirea lui n_{max}, (3), la n_{min}, (5),

$$C = 100 \cdot n_{max}/n_{min}. \qquad (6)$$

Deoarece schema de împărțire reține numai partea întreagă a cîtului, pentru a se obține eroarea maximă 1% și la turații joase (pînă la 1 rot/min) în loc de relația (2) se consideră relația

$$60 \cdot f_1 \cdot 100 = j, \qquad (2_1)$$

ultimile două cifre ale rezultatului fiind parte zecimală.

Notînd cu T_c durata de calcul și cu T_e perioada de eșantionare, trebuie să se îndeplinească relațiile:

$$T_e = 2T + T_c, \qquad (7)$$

$$T_c = T_2 = j/f_0. \qquad (8)$$

În relația (7) termenul $2T$ apare din cauză că intrările I_1 și I_2 ale lui GMI_1 sînt independente și, în cazul cel mai defavorabil, frontul pozitiv al impulsului I_2 poate ajunge pe intrarea respectivă imediat după un front negativ al semnalului aplicat pe intrarea I_1. Din diagrama prezentată în figura 3b se observă că declanșarea lui GMI_1 este întîrziată cu aproape $1T$ iar a lui GMI_2 cu aproape $2T$.
Din (3) și (2_1) se obține:

$$j = 10^4 \cdot n_{max}. \qquad (9)$$

De exemplu, pentru traductorul realizat,

- $n_{max} = 1\,000$ rot/min,
- $n_{min} = 1$ rot/min,
- eroare maximă = 1%,
- perioada de eșantionare reglabilă în funcție de turația de măsurat conform relației (7) cu $T_c = 1$s,
- $f_0 = 10$ MHz,
- $k = 10^7$,
- $j = 6 \cdot 10^3$.

Bibliografie

[1] *Hohan, I., Popescu, D.* Traductor numeric de turație, Sesiunea comunicări științifice, IPA TC T, mai 1980.

[2] *Ionescu, G., Droașcă, B., Hohan, I.* Traductoare. Principii și metode de proiectare. Tipografia IPB. 1980.

[1982 NOV 1 2

E 2040

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 30 • Nr. 3 • APRILIE 1982

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR és HÍRLAPTÁR 1963

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 3 Aprilie 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.311.21 :621.316.94

ARMONICI ÎN REŢELE MICROHIDROCENTRALE

Budişan, N., Henţea, T., Văcărescu, E. : **Metodă de calcul al armonicilor de tensiune în reţelele microhidrocentralelor cu sisteme automate disipative de energie electrică neliniare.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 77

Se prezintă o metodă de calcul al armonicilor de tensiune în reţelele microhidrocentralelor autonome cu generatoare asincrone cu excitaţie capacitivă şi cu sisteme automate disipative de energie electrică cu amplificatoare magnetice. Sînt date rezultatele calculului, efectuat cu calculatorul electronic, pentru o microhidrocentrală cu generator asincron de 10 kW. Metoda poate fi generalizată şi pentru alte cazuri (alte tipuri de generatoare sau de sisteme de disipatoare de energie electrică).

CZ 621.311.153

FIABILITATEA SISTEMELOR LINIARIZAREA CURBEI WEIBUL

Lăzăroiu, D.F., Stoichiţoiu, D., Cîmpeanu, Gh. : **Metoda de determinare a coeficientului γ al legii Weibull.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 81

Majoritatea distribuţiilor timpilor de defectare pot fi reprezentate cu parametri aleşi prin metode Weibull. În reprezentarea grafică a lui Alan Plait curba poate fi rectilinie dacă $\gamma = 0$, cu concavitatea în jos dacă $\gamma > 0$ şi în sus dacă $\gamma < 0$. Cînd punctele obţinute se aliniază după o dreaptă, cei doi parametri β şi α se determină uşor, apărînd complicaţii, însă, în cazul cînd reprezentarea este o curbă $\gamma \gtrless 0$. Articolul prezintă modul de determinare directă a parametrului γ, exemplificîndu-se practic aplicarea metodei.

CZ 621.316.353.175

ÎNTRERUPTOARE ELECTRICE COMUTAŢIE BATERII DE CONDENSATOARE

Tuşaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, Gh. : **Asupra determinării solicitărilor întreruptoarelor electrice la comutaţia bateriilor de condensatoare.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 86

Lucrarea descrie principalele fenomene referitoare la comutaţia bateriilor unice şi multiple de condensatoare, cu un program rulat pe calculatorul electronic, încercarea la capacitatea de rupere a curenţilor bateriilor de condensatoare la întreruptorul IUP 27,5 kV/1 250 A şi rezultate ale studiului efectuat pe un model analogic de comutaţie a bateriilor de condensatoare.

CZ 621.314.571.012.001.24 : 621.313.333

INVERTOR MAŞINĂ ASINCRONĂ ECUAŢII DIFERENŢIALE

Cernat, M. : **Studiul sistemului invertor-maşină asincronă prin rezolvarea numerică directă a ecuaţiilor diferenţiale.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 95

În articol se stabileşte şi se rezolvă sistemul de ecuaţii diferenţiale care caracterizează funcţionarea sistemului invertor-motor asincron. Se obţin variaţiile în timp ale curenţilor, tensiunilor, cuplului şi turaţiei în cazul pornirii în gol a unui motor asincron alimentat prin invertor. Curbele obţinute se compară cu cele obţinute în cazul alimentării de la reţea a motorului asincron. Rezultatele dobîndite sînt utile pentru dimensionarea invertorului.

CZ 621.3.014.3 : 621.3.015.2

REGIM TRANZITORIU VARIABILE DE STARE SURSE COMANDATE

Iordache, M. : **Asupra ecuaţiilor de stare ale circuitelor electrice cu surse comandate şi elemente în exces.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 102

În lucrare se arată că, sînt situaţii cînd deşi anumite condiţii din teorema de existenţă a unui arbore normal comun (pădure normală comună, în cazul circuitelor electrice neconexe) nu sînt satisfăcătoare se pot formula totuşi ecuaţiile de stare în formă normală. Sînt expuse patru tipuri de circuite care nu satisfac în totalitate condiţiile de existenţă a unui arbore normal comun, însă admit un set complet de ecuaţii de stare sub formă canonică.

CZ 621.3.084

MĂSURĂRI ELECTRONICE PRESIUNE

Ştefănescu, D.M., Oniceanu, C. : **Măsurări dinamice în circuitele de alimentare cu păcură din termocentrale.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 108

Este prezentată contribuţia măsurărilor electronice ale unor mărimi neelectrice la creşterea siguranţei de funcţionare a cazanelor energetice pe durata scurtelor perturbaţii în alimentarea cu energie electrică a pompelor de păcură.

CZ 347.771

BREVETARE SCHEME-BLOC

Rădulescu, M., Popescu, L. : **Protecţia prin brevet a propunerilor de invenţii ce conţin scheme-bloc.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 114

Materialul analizează, din punct de vedere al sferei de protecţie şi al îndeplinirii condiţiilor de brevetabilitate, propuneri de invenţii ce conţin scheme-bloc, reprezentative pentru domeniile de electronică şi electrotehnică.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.311.21 : 621.316.94

ГАРМОНИКИ В СЕТЯХ МИКРОГИДРОСТАНЦИИ

Будишан, Н., Хенцеа, Т., Вэкэреску, Е.: **Метод расчёта гармоник напряжения в сетях микрогидростанций автоматической системой рассеяния нелинейной электроэнергии.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 77

Представляется метод расчёта гармоник напряжения в сетях автономных микрогидроцентралей с асинхронными генераторами с ёмкостным возбуждением и с автоматическими системами рассеяния электроэнергии с магнитными усилителями. Даются результаты расчёта, проведённого с помощью ЭВМ для микрогидростанции с асинхронным генератором в 10 кВт. Метод может быть исползован и для других случаев (других типов ренегаторов или систем рассеяния электроэнергии).

УДК 621.311.153

НАДЁЖНОСТЬ СИСТЕМ
ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КРИВОЙ ВЕЙБУЛ

Лэзэрою, Д. Ф., Стойкицою, Д., Кымпяну, Г.: **Метод определения коэфициента γ закона Вейбул.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 81

Большинство распределенний времён неисправностей могут быть представлены выбранными по методу Вейбула параметрами. В графическом изображении Аллен Плейт, кривая может быть прямолинейной, если $\gamma=0$, вогнутой стороной вниз, если $\gamma>0$, и вверх, если $\gamma<0$. Когда полученные точки выравниваются по прямой, сти два параметра β и α определяются легко, затруднение возникает в случае, когда изображение является кривой $\gamma \gtrless 0$. В статье представляется способ непосредственного определения параметра γ, тем самым практически иллюстрируя применение метода.

УДК 621.316.353.175

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ
КОММУТАЦИЯ
КОНДЕНСАТОРНЫЕ БАТАРЕИ

Тушалиу, П., Киркану, Г., Якобеску, Г.: **Определение нагрузки электрических выключателей при коммутации конденсаторных батарей.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 86

В работ описываются основные явления, касающиеся коммутации одинарных и составных конденсаторных батарей, на основе вводимой в ЭВМ программы испытания на разрывную способность токов конденсаторных батарей в выключателях IUP 27,5 кВ/1 250 А, и результаты исследования, проведённого по аналогичным коммутационным моделям конденсаторных батарей.

УДК 621.314.571.012.001.24 : 621.313.333

ИНВЕРТОР
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Чернат, М.: **Исследование системы инвертор – асинхронный двигатель путём прямого численного решения дифференциальных уравнений.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 95

Определена и исследована система дифференциальных уравнений, характеризующих функционирование системы инвертор-асинхронный двигатель. Получены временные вариации токов, напряжений, момента и скорости вращений в случае пуска вхолостую асинхронного двигателя, питаемого через инвертор. Полученные кривые сравнаются с кривыми, полученными в случае питания асинхронного двигателя от сети. Полученные результаты пригоды для определения размеров инвертора.

УДК 621.3.014.3 : 621.3.015.2

ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ
ПАРАМЕТРЫ СОСТОЯНИЯ
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ

Иордаке, М.: **Уравнения состояния электрических цепей с управляемым источником и избытком элементов.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 102

В работе приводятся положения, в которых, несмотря на то, что некоторые условия теоремы существования нормального общего дерева (нормальный общий лес в случае несоединённых электрических цепей) не являются удовлетворительными, всё-таки возможно формулирование уравнений состояния в нормальной форме. Приводятся четыре типа цепей, не удовлетворяющих полностью условиям существования нормального общего дерева, одняко допускают полный набор уравнений состояния канонической формы.

УДК 621.3.084

ЭЛЕКТРОНИЧЕСКИЕ РАЗМЕРЕНИЯ
ДАВЛЕНИЕ

Штефэнеску, Д. М., Оничеану, К.: **Динамические размерения в цепях питания мазутом с термических станциях.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 108

Представляется способствование электронических размерений некоторых неэлектрических величин к росту надёжности работы энергетических котёлов на продолжительности коротких пертурбаций в питании электрической энергии мазутных насосов.

УДК 347.771

ПАТЕНТИРОВАНИЕ
СХЕМЫ-БЛОК

Рэдулеску, М., Попеску, Л.: **Защита путём патентирования предложений изобретений, содержащих схемы-блок.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 30, № 3, апрель 1982, стр. 114

Анализируется с точки зрения области защиты и выполнения требований патентноспособности предложений изобретений, содержащих схемы-блок, представительных в области электроники и электротехники.

INHALT

DK 621.311.21 : 621.316.94

NETZOBERSCHWINGUNGEN
KLEINWASSERKRAFTWERK

Budişan, N., Henţea, T., Văcărescu, E.: **Methode zur Berechnung der Spannungsoberschwingungen in den Netzen von Kleinwasserkraftwerken mit nichtlinearen, automatischen Stromzerstreuungssystemen.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 77

Es wird eine Methode zur Berechnung der Spannungsoberschwingungen in den Netzen unabhängiger Kleinwasserkraftwerke mit kapazitiv erregten Asynchrongeneratoren und automatischen Stromzerstreuungssystemen mit Magnetverstärkern vorgestellt. Es werden die Ergebnisse der Berechnung, die mittels eines Elektronenrechners für ein Kleinwasserkraftwerk mit einem 10 kW – Asynchrongenerator ausgeführt wurde, angegeben. Die Methode kann auch für andere Fälle (andre Generatorarten oder Stromzerstreuungssysteme) verallgemeinert werden.

DK 621.311.153

SYSTEMZUVERLÄSSIGKEIT
LINIEARISIERUNG DER WEIBULLSCHEN KURVE

Lăzăroiu, D.F., Stoichiţoiu, D., Ctmpeanu, G. : **Methode zur Bestimmung des γ — Koeffizienten des Weibullschen Gesetzes.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 81

Die Verteilungsmehrheit der Störungszeiten kann mittels der durch Weibullsche Methoden gewählten Parameter dargestellt werden. In der graphischen Darstellung nach Allan Plait kann die Kurve geradlinig sein, wenn $\gamma = 0$. mit der konkaven Seite nach unten, wenn $\gamma > 0$, und mit ihr nach oben, wenn $\gamma < 0$. Wenn die erhaltenen Punkte nach einer Geraden ausgerichtet werden, können die beiden Parameter β und α leicht bestimmt werden, wobei aber Komplikationen auftreten können, wenn die Darstellung eine Kurve $\gamma \gtrless 0$. Der Artikel stellt eine Weise zur direkten Bestimmung des γ — Parameters vor, wobei die praktische Methodenanwendung erklärt wird.

DK 621.316.353.175

ELEKTRISCHE SCHALTER
UMSCHALTUNG
KONDENSATORENBATTERIEN

Tuşaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, Gh. : **Uber die Bestimmung der Schalterbeanspruchung bei der Umschaltung der Kondensatorenbatterien.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 86

Die Arbeit beschreibt die wichtigsten, sich auf die Umschaltung der einfachen und mehrfachen Kondensatorenbatterien beziehenden Erscheinungen mittels eines auf einem Elektronenrechner abgelaufenen Programm, die Abschaltleistungsversuche der Kondensatorenbatterienströme beim Schalter IUP 27,5 kV/1250 A und die Ergebnisse der an einem analogen Umschaltmodell der Kondensatorenbatterien ausgeführten Untersuchung.

DK 621.314.571.012.001.24 : 621.313.333

WECHSELRICHTER
ASYNCHRONMASCHINE
DIFFERENTIALGLEICHUNGEN

Cernat, M. : **Untersuchung der Wechselrichter-Asynchronmaschine-Systems durch direkte numerische Lösung der Differentialgleichungen.**

E.E.A.– Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 95

Es werden die Differentialgleichungen des Wechselrichter-Asynchronmaschine-Systems aufgestellt und gelöst. Man erhält die Strom-, Spannungs-, Moment- und Geschwindigkeitszeitverläufe beim Leeranlauf eines wechselrichtergespeisten Asynchronmotors. Die Zeitverläufe werden mit den bei Netzspeisung des Motors erhaltenen verglichen. Die Ergebnisse sind für die Berechnung des Wechselrichters nützlich.

DK 621.3.014.3 : 621.3.015.2

TRANSIENTER BETRIEB
ZUSTANDSVARIABLEN
GESTEUERTE QUELLEN

Iordache, M. : **Uber die Zustandsgleichungen der elektrischen Stromkreise mit gesteuerten Quellen und überschüssigen Elementen.**

E.E.A.– Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 102

In der Arbeit wird gezeigt, dass es Situationen gibt, in denen, obwohl bestimmte Bedingungen des Existentialsatzes eines gemeinsamen normalen Baumes (gemeinsame normale Baumansammlung im Falle der nichtzusammenhängenden elektrischen Stromkreise) nicht befriedigend sind, doch Zustandsgleichungen in normaler Form formuliert werden können. Es werden vier Stromkreisarten, die die Existenzbedingungen eines gemeinsamen normalen Baumes nicht ganz erfüllen, aber einen vollständigen Satz von Zustandsgleichungen in kanonischer Form ermöglichen, angegeben.

DK 621.3.084

ELEKTRONISCHE MESSUNG
DRUCK

Ştefănescu, D.M., Oniceanu, C. : **Dynamische Messungen in Verzorgungkgreisen mit Heizöl in thermische Zentralen.**

E.EA. – Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, p. 108

Der Einfluss der elektrischen Messungen einiger nichtelektrischen Grössen auf die Verbeserung der Betriebssicherung der energetischen Kessel während kürzer Störungen von Stromverzorgung der Heizölpumpen wird vorgestellt.

DK 347.771

PATENTIERUNG
BLOCKSCHALTBILD

Rădulescu, M., Popescu. L. : **Partentschutz der Blockschaltbilder enthaltenden Erfindungsvorschläge.**

E.EA. – Electrotehnica 30, Nr. 3, April 1982, S. 114

Der Artikel analysiert vom Standpunkt des Schutzbereichs reichs und der Erfüllung der Patentierungsfähigkeitsbedingungen aus Erfindungsvorschläge, die Blockschaltbilder enthalten und für die Bereiche Elektronik und Elektrotechnik kennzeichnend sind.

CONTENTS

DC 621.311.21 : 621.216.94

NETWORK HARMONICS
MICROHYDROPOWER-SRATIONS

Budişan, N., Henţea, T., Văcărescu, E. : **A method for the voltage harmonics computation in microhydropower-stations networks with automate systems for non-linear electric energy.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 77

A computation method is presented for the voltage harmonics in the autonome microhydropower-stations with asynchronous generators with capacitive excitation and dissipation automate systems for electric energy provided with magnetic amplifiers. The result are shown for the electronic computation for a microhydropower-station with an asynchronous generator of 10 kW.

The method can be extended to other cases too (for other types of generators or systems with energy dissipators).

DC 621.311.153

SYSTEM RELIABILITY
LINEARIZATION OF THE WEIBULL CURVE

Lăzăroiu, D.F., Stoichiţoiu, D., Ctmpeanu, Gh. : **Method for the Weibull law coeficient determination.**

E.E.A – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 81

Most of the failure times distributions can be represented with parameters chosen by the Weibull method. In Alan Plaits graphical representation the curve is rectilinear if $\gamma=0$, with a downward concavity if $\gamma > 0$ and upward, if $\gamma < 0$. When the points obtained are lined in a straight line, the two parameters β and α can be easily determined, with complications in case that $\gamma \gtrless 0$, as a representation. The paper deals with the module for a obiect determination of the parameter, practically exemplifying the application of this method.

DC 621.316.353.175

ELECTRIC INTERRUPTORS
COMMUTATION
CAPACITOR BANKS

Tuşaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, Gh. : **On the determination of electric interruptors solicitations in the capacitor banks commutation.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 86

The paper presents the main phenomena regarding the commutation in the single and multi-capacitors banks with a program aided by computer and testing of the breaking capacity of the capacitors banks currents for the IUP 27.5 kV/1, 250 A interruptors and results of the study made on an analogic commutation model of the capacitors banks.

DC 621.314.571.012.001.24 : 621.313.333

INVERTER
ASYNCHRONOUS MACHINE
DIFFERENTIAL EQUATIONS

Cernat, M. : **Study of the inverter-asynchronous machine system by numerical integration of differential equations.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 95

The paper presents the establishment and solving of differential equations system which is characteristic for inverter-asynchron motor system. Time depending variations of the currents, voltages, torque and speed are obtained in the case of no-load starting of an asynchronous motor with feeding by inverter. The obtained curves are compared with those obtained in case of mains connections supply. The results are used for inverter dimensioning.

DC 621.3.014.3 : 621.3.015.2

TRANSITORY REGIME
STATE VARIABLES
ORDERED SOURCES

Iordache, M. : **On the state equations of the electric circuits of ordered sources and excess elements.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 102

The paper shows that there are situations when even with certain conditions of the existing theorem of a normal common structure (normal, common system in case of the unconnected electric circuits) and this are not satisfactory, equations of a normal state can be expressed. There are 4 types of circuits that do not satisfy entirely the conditions of a normal, common structure, but comply with a complete set of state equations in the canonical form.

DC 621.3.084

ELECTRONICS MEASUREMENTS
PRESSURE

Ştefănescu, D.M., Oniceanu, C. : **Dynamic measurements in fuel oil feeding pipes from thermo power stations.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 108

The paper presents how the electronic measurements of some non-electric quantities contributes to the increase of operational safety of steam generators, during short perturbations in the power supply of fuel oil pumps.

DC 347.771

PATENTING
BLOCK-SCHEME

Rădulescu, M., Popescu, L. : **Protection by patenting of the proposals of inventions containing block-schemes.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 114

The paper analyses it from the point of view of protection sphere and of the fulfillment of patentability, proposals containing block-schemes, representative for electronics and electrical engineering.

SOMMAIRE

CD 621.311.21 : 621.316.94

HARMONIQUES DANS LES RÉSEAUX
MICROHYDROCENTRALES

Budişan, N., Henţea, T., Văcărescu, E. : **La méthode de calcul des harmoniques de tension dans les réseaux des microhydrocentrales aux systèmes automatiques dissipatifs d'énergie électrique non linéaires.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 77

On présente une méthode de calcul des harmoniques de tension dans les réseaux des microhydrocentrales autonomes avec des générateurs asynchrones à excitation capacitive et ayant des systèmes automatiques dissipatifs d'énergie électrique aux amplificateurs magnétiques. On donne les résultats du calcul, réalisé à l'aide de l'ordinateur, pour une microhydrocentrale ayant un générateur asynchrone de 10 kW. La méthode peut être généralisée considérant d'autres situations (d'autres types de générateurs et d'autres types de systèmes de dissipateurs d'énergie électrique).

CD 621.311.153

FIABILITÉ DES SYSTÉMES
LINÉARISATION DE LA COURSE WEIBULL

Lăzăroiu, D. F., Stoichiţoiu, D., Cimpeanu, Gh. : **Une méthode de déterminer le coefficient γ de la loi Weibull.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 81

La plupart des distributions des temps de défaut peuvent être représentées ayant des paramètres choisis par la méthode Weibull. Dans la représentation grahique d'Alan Plaits la courbe peut être rectiligne si $\gamma = 0$, ayant la surface concave orientée en bas si $\gamma > 0$ et en haut si $\gamma < 0$. Lorsque les points obtenus s'alignent d'après une ligne droite, on détermine aisément le paramètres β et α, mais lorsque la représentation est une courbe $\gamma \gtrless 0$ on constate des complications.

L'article présente la modalité de déterminer directement le paramètre γ. On exemplifie en pratique l'application de la méthode.

CD 621.316.353.175

INTERRUPTEURS ELECTRIQUES
COMMUTATION
BATTERIES DE CONDENSATEURS

Tuşaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, Gh. : **Sur la détermination des sollicitations des interrupteurs électriques à la commutation des batteries de condensateurs.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 86

L'ouvrage decrit les principaux phénomènes concernant la commutation des batteries uniques et multiples de condensateurs, en employant un programme réalisé à l'aide du calculateur électrique, l'essai à la capacité de rupture des courants des batteries de condensateurs à l'interrupteur IUP 27,5 kV/1250 A et les résultats de l'etude effectué sur un modèle analogique de commutation des batteries de condensateurs.

CD 621.314.571·012.001.24 : 621.313.333

ONDULEUR
MACHINE ASYNCHRONE
EQUATIONS DIFFERENTIELLES

Cernat, M. : **L'etude d'un système onduleur – machine asynchrone par l'intégration numérique directe des équations différentielles.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982 p. 95

Dans l'article on établit et on donne la solution des équations différentielles qui caractérisant le fonctionnement du système onduleur-moteur asynchrone. On obient les variations des courants, des tensions, du couple et de la vitesse enfonction du temps le cas du démarrage à vide d'un moteur asynchrone alimenté par l'onduleur. On compare les courbes obtenues avec celles caractérisant le moteur asynchrone alimenté au réseau. Les résultats obtenus sont utils pour le dimensionnement de l'onduleur.

CD 621.3.014.3 ; 621.3.015.2

RÉGIME TRANSITOIRE
VARIABLES D'ETAT
SOURCES COMMANDEES

Iordache, M. : **Sur les équations d'état des circuits électriques ayant des sources commandées et des élements en exces.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 102

Dans l'ouvrage on souligne l'existence des situations où bien que certaines conditions de la théorème d'existance d'un arbre normal commun (ansamble des structures arborescentes normales communes, le cas des circuits électriques non connexes) ne soient pas satisfaissantes, on peut formuler quant même les équations d'état en forme normale, commune, mais admettent un système complet d'équations d'état en forme canonique.

CD 621.3.084

MESURAGE ÉLECTRONIQUE
PRESSION

Stefănescu, D.M., Oniceanu, C. : **Mesurements dynamiques dans les circuits d'alimentation avec mazout des centrales thermoélectriques.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 108

Dans cette article est presenté la contribution des mesures électronique des quelques grandeurs nonélectriques a l'augmentation de la securité d'exploitation des chaudières énergetiques, pendat les courts perturbations d'alimentation des moteurs des pompes-injecteurs.

CD 347.771

BREVETER
SCHEMA BLOC

Rădulescu, M., Popescu, L. : **La protection des propositions d'inventions qui contient des schema bloc par brevet.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 3, apr 1982, p. 114

L'article analise du point de vue dela protection et de l'accomplissement des conditons d'obtention de brevet des propositions d'inventions qui contiennebt des schema-bloc, représentatifs pour les domaines de l'électronique et de l'electrotechnique.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA“*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1446. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.311.21 : 621.316.94

ARMONICI ÎN REŢELE MICROHIDROCENTRALE

Metodă de calcul al armonicilor de tensiune în reţelele microhidrocentralelor cu sisteme automate disipative de energie electrică neliniare

NICOLAE BUDIŞAN, TOMA HENŢEA, ELENA VACĂRESCU* — TIMIŞOARA

Introducere

Pentru microhidrocentralele autonome, în vederea eliminării reglării turbinei, se preconizează utilizarea unor disipatori de energie electrică cu reglare automată, astfel încît puterea turbinei să rămînă constantă [1, 2, 3]. Schema principială a reţelei unei astfel de microhidrocentrale este arătată în figura 1.

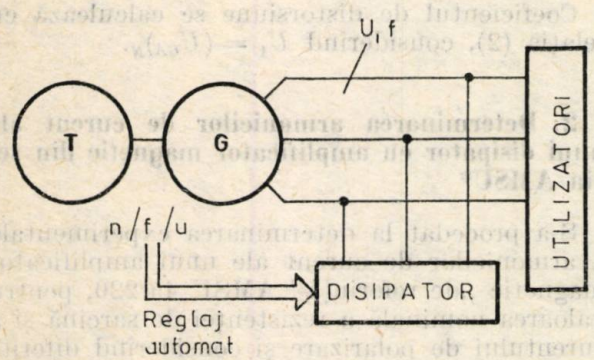


Fig. 1. Schema principială a unei microhidrocentrale autonome cu disipator de energie electrică.

În cazul alimentării disipatorilor cu tensiune variabilă prin intermediul unor subsisteme neliniare-redresoare cu tiristoare [2], amplificatoare magnetice [3] etc., utilizarea acestora din urmă determină apariţia armonicilor în curentul instalaţiei de disipare, astfel încît aceasta se comportă, faţă de reţea, ca un generator de curenţi (de diferite frecvenţe) care, circulînd prin generator şi reţea, determină, pe impedanţa globală a acestora, căderi de tensiune-armonici de tensiune-care se suprapun peste tensiunea electromotoare a generatorului, deformînd-o [3]. Se pune problema determinării, prin calcul, a armonicilor de tensiune, cît şi a factorului de distorsiune a tensiunii reţelei $K_U = \sqrt{\Sigma U^2_{\nu \neq 1}} : U_1$, care nu trebuie să depăşească anumite valori impuse prin norme (normele vest-germane DIN admit $K_U \leqslant 0{,}1$).

Posibilitatea determinării prin calcul, în etapa de proiectare a microhidrocentralelor, a armonicilor şi a factorului de distorsiune ar permite compararea unor soluţii posibile de disipatori, respectiv compararea unor variante în privinţa puterii acestora, în cazul reglajului combinat, al puterii disipatorului (reglaj rapid) şi al puterii turbinei (reglaj lent), soluţie discutată în [2 şi 3].

Mai jos, metoda propusă, de calcul al armonicilor, este aplicată pentru sistemul cu generator asincron cu excitaţie capacitivă şi cu disipatori alimentaţi prin intermediul amplificatoarelor magnetice, sistem propus de către noi în [3]. Metoda are, însă, un caracter general şi poate fi aplicată şi la alte cazuri cu alte tipuri de generatoare şi disipatori.

1. Calculul armonicilor de tensiune provocate de către curentul disipatorilor

Metoda prezentată în continuare presupune determinarea, în prealabil, prin calcul teoretic (lucru posibil în cazul disipatorilor alimentaţi prin intermediul redresoarelor cu tiristoare) sau printr-un calcul în care se utilizează, aşa cum se va arăta în paragraful 2, valorile armonicilor unui sistem disponibil, „de referinţă", determinate experimental.

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

Circuitul disipativ se consideră ca sursă de curenți de diferite frecvențe ν care, circulînd prin rețea, determină căderi de tensiune U_ν care se suprapun peste tensiunea generatorului, deformînd-o, astfel încît în rețeaua microcentralei tensiunea și factorul de distorsiune vor fi:

$$U = \sqrt{U_1^2 + \Sigma U_{\nu\neq 1}^2}, \tag{1}$$

respectiv:

$$K_U = \frac{\sqrt{\Sigma U_{\nu\neq 1}^2}}{U_1}, \tag{2}$$

unde:

$$U_\nu = I_\nu \cdot Z_\nu, \tag{3}$$

în care:

$$Z_\nu = \frac{(Z_\nu)_G \cdot (Z_\nu)_{REȚEA}}{(Z_\nu)_G + (Z_\nu)_{REȚEA}}, \tag{4}$$

unde:

$(Z_\nu)_G$ este impedanța generatorului, față de armonica de ordinul ν;

$(Z_\nu)_{REȚEA}$ — impedanța rețelei (consumatorii utili, condensatorii de compensare a factorului de putere, condensatorii de excitație (la generatoarele asincrone), circuitele de filtrare etc).

În cazul utilizării, ca generator, a mașinii asincrone, situație avută în vedere în cadrul prezentului studiu, avem:

$$(Z_\nu)_{GA} = (R_1 + j\nu \cdot X_1) + \frac{(R_m + j\nu \cdot X_m) \cdot \left(\frac{R_2'}{s_\nu} + j\nu \cdot X_2'\right)}{(R_m + j\nu \cdot X_m) + \left(\frac{R_2'}{s_\nu} + j\nu \cdot X_2'\right)}, \tag{5}$$

în care R_1, X_1, R_m, X_m, R_2', X_2', s sînt parametri cunoscuți ai mașinii asincrone.

În cazul utilizării generatorului sincron, metodologia de calcul rămîne aceeași, cu excepția formulei pentru impedanța generatorului.

În relația (5), alunecarea se calculează ținînd seama că:

a — în cazul sarcinii disipative simetrice, curenții armonici formează:

— sisteme trifazate de succesiune directă pentru $\nu = 1, 4, 7, 10, 13, 16, 19,...$, pentru care:

$$(s_\nu)_{DIRECT} = \frac{\nu - 1}{\nu}, \tag{6}$$

— sisteme trifazate de succesiune inversă pentru $\nu = 2, 5, 8, 11, 14, 17, 20,...$, pentru care:

$$(s_\nu)_{INVERS} = \frac{\nu + 1}{\nu}, \tag{7}$$

— sisteme trifazate de succesiune homopolară pentru $\nu = 3, 6, 9, 12,...$, pentru care se poate accepta:

$$(Z_\nu)_{HOMOPOLAR} = 0, \tag{8}$$

(deoarece fluxurile magnetice homopolare au valori mici, comparabile cu cele de scăpări) și, deci:

$$(U_\nu)_{HOMOPOLAR} = 0, \tag{9}$$

b — în cazul sarcinii disipative monofazate, curentul fiecărei armonici se descompune în cele trei sisteme de succesiune directă, inversă și homopolară și se calculează căderile de tensiune:

$$(U_\nu)_{DIRECT} = (I_\nu) \cdot (Z_\nu)_{DIRECT}/3, \tag{10}$$

$$(U_\nu)_{INVERS} = (I_\nu) \cdot (Z_\nu)_{INVERS}/3, \tag{11}$$

se calculează apoi armonicile căderii de tensiune, cu relația:

$$\bar{U}_\nu = (\bar{U}_\nu)_{DIRECT} + (\bar{U}_\nu)_{INVERS}, \tag{12}$$

respectiv, valoarea efectivă cu relația:

$$U_\nu = \sqrt{[Re(U_\nu)_{DIRECT} + Re(U_\nu)_{INVERS}]^2 + [Im(U_\nu)_{DIRECT} + Im(U_\nu)_{INVERS}]^2}. \tag{13}$$

Coeficientul de distorsiune se calculează cu relația (2), considerînd $U_1 = (U_{GA})_N$.

2. Determinarea armonicilor de curent ale unui disipator cu amplificator magnetic din seria AMSU*

S-a procedat la determinarea experimentală a armonicilor de curent ale unui amplificator magnetic „de referință" AMSU 4a/220, pentru valoarea nominală a rezistenței de sarcină și a curentului de polarizare și considerînd diferite valori ale curentului de comandă, în limitele $O-(I_c)_N$. Forma intensității curentului de sarcină, pentru diferite valori ale curentului de comandă, este redată în figura 2. Cu ajutorul unui analizor spectral a fost determinat, pentru fiecare regim, raportul dintre valorile efective ale armonicilor superioare de curent și ale armonicii fundamentale. Rezultatele experimentale, valorile armonicilor, cît și ale factorului de distorsiune a intensității curentului $K_I = \sqrt{\Sigma I_\nu^2} : I_1$, $\nu \neq 1$, sînt prezentate în tabelul 1.

* Au fost luate în considerație amplificatoarele magnetice produse de către Intr. „Electrotehnica" — București.

Tabelul 1

Armonicile I_ν şi factorul de distorsiune K_I al intensităţii curentului unui circuit disipativ alimentat prin intermediul amplificatorului magnetic AMD 41 A, $P = 950$ VA, $U_{c.a.} = 220$ V, $I_{c.a.} = 4{,}3$ A, $I_c = 0{,}33$ A, $R_{DISIPATOR} = 44\ \Omega$.

	$P_{DISIPAT}/(P_{DISIPAT})_N$ $\beta = 0{,}00247$		$P_{DISIPAT}/(P_{DISIPAT})_N$ $\beta = 0{,}527$		$P_{DISIPAT}/(P_{DISIPAT})_N$ $\beta = 1$	
ν	I_ν	K_I	I_ν	K_I	$I\nu$	K_I
—	A	%	A	%	A	%
2	0,03800		0,0460		0,0730	
3	0,01600		0,2080		0,1030	
4	0,00100		0,0115		0,0250	
5	0,02020		0,2620		0,4120	
6	0,00050		0,0100		0,0129	
7	0,00560		0,0410		0,1030	
8	0,00089		0,0080		0,0100	
9	0,00160		0,0295		0,0320	
10	0,00089	13,78	0,0160	12,72	0,0070	10,19
11	0,00640		0,1310		0,1300	
12	0,00038		0,0026		0,0057	
13	0,00350		0,0650		0,0820	
14	0,00016		0,0020		0,0041	
15	0,00089		0,0160		0,0160	
16	0,00016		0,0016		0,0025	
17	0,00160		0,0260		0,0290	
18	0,00016		0,0160		0,0025	
19	0,00079		0,0120		0,0180	

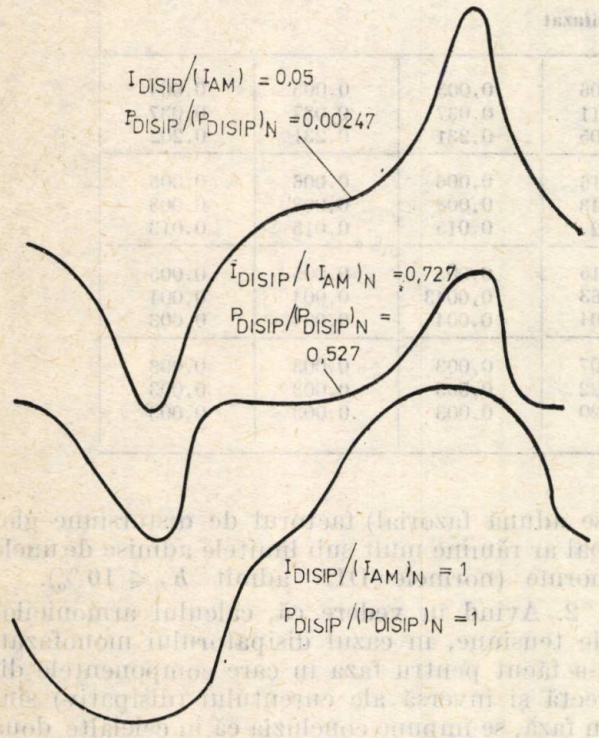


Fig. 2. Oscilograme ale intensităţii curentului de sarcină, pentru diferite valori efective ale acestuia, la amplificatorul magnetic AMD-41 A, $U_a = 220$ V, $I_p = (I_p)_N = 0{,}5$ A.

Valorile armonicilor de curent ale disipatorului care urmează să fie utilizat în reţeaua microhidrocentralei considerate se calculează admiţînd similitudinea, în privinţa armonicilor, a amplificatorului de referinţă cu cel ce urmează a fi utilizat:

$$(I_\nu)_{AM} = (I_\nu)_{AM\text{-}REFERINŢA} \cdot \frac{P_{AM}}{P_{AM\text{-}REFERINŢA}}. \tag{14}$$

3. Rezultate, concluzii

Metoda de calcul de mai sus a fost transpusă într-un program FORTRAN cu ajutorul căruia au fost calculate armonicile de tensiune ale reţelei unei microcentrale cu generator asincron de 10 kW, pentru mai multe regimuri de funcţionare caracteristice. În tabelul 2 sînt prezentate rezultatele calculului factorului de distorsiune a tensiunii reţelei pentru regimurile considerate, fiind adoptate următoarele notaţii:

$$\alpha = (P_{DISIPAT})/(P_{GA})_N, \tag{15}$$

$$\gamma = P_{GA}/(P_{GA})_N, \tag{16}$$

$$\beta = P_{DISIPAT}/(P_{DISIPAT})_{max}, \tag{17}$$

K_U, $(K_U)_{-3}$, $(K_U)_{-3,-5}$ $(K_U)_{-3,-5,-7}$ — factorul de distorsiune calculat ţinînd seama de toate armonicile, respectiv fără armonicile de ordinul trei, de ordinul trei şi cinci şi de ordinul trei, cinci şi şapte.

Din rezultatele obţinute se desprind următoarele concluzii:

Tabelul 2

Factorul de distorsiune a tensiunii unui generator asincron de 10 kW cu excitație capacitivă, calculat cu metoda propusă

Regimul			Factorul de distorsiune				
α	γ	β	K_U	$(K_U)_{-3}$	$(K_U)_{-5}$	$(K_U)_{-3,-5}$	$(K_U)_{-3,-5,-7}$
—	—	—	%	%	%	%	%
A. Disipator monofazat							
0,6	0,6	0,0025	0,554	0,402	0,413	0,161	0,157
		0,527	2,800	1,720	2,240	0,408	0,376
		1	0,560	0,542	0,280	0,238	0,207
0,25	1,0	0,0025	0,501	0,405	0,312	0,101	0,096
		0,527	1,18	0,777	0,915	0,195	0,171
		1	0,236	0,228	0,12	0,1	0,088
0,25	0,25	0,0025	0,23	0,164	0,175	0,069	0,067
		0,257	1,21	0,751	0,972	0,172	0,158
		1	0,236	0,228	0,121	0,1	0,088
0,1	1	0,0025	0,20	0,162	0,125	0,041	0,039
		0,257	0,503	0,353	0,367	0,080	0,070
		1	0,098	0,093	0,053	0,051	0,036
0,1	0,1	0,0025	0,083	0,057	0,065	0,026	0,026
		0,527	0,533	0,336	0,421	0,080	0,072
		1	0,098	0,094	0,054	0,041	0,036
B. Disipator trifazat							
1	1	0,0025	0,006	0,006	0,005	0,005	0,004
		0,527	0,511	0,511	0,037	0,037	0,037
		1	1,905	1,905	0,231	0,231	0,202
0,25	0,25	0,0025	0,016	0,016	0,006	0,006	0,005
		0,527	0,143	0,143	0,008	0,008	0,008
		1	0,12	0,12	0,015	0,015	0,013
0,1	1	0,0025	0,015	0,015	0,005	0,005	0,005
		0,527	0,063	0,063	0,0043	0,004	0,004
		1	0,022	0,004	0,004	0,004	0,003
0,1	0,1	0,0025	0,007	0,007	0,003	0,003	0,003
		0,527	0,002	0,022	0,003	0,003	0,003
		1	0,020	0,020	0,003	0,003	0,003

1. Se constată că în cazul utilizării unui disipator monofazat conectat la una din fazele generatorului, în cazul cînd puterea lui este $(P_{DISIPAT})_N = 0{,}6\ (P_{GA})_N$ (valoare maximă admisă pentru sarcina unei faze, în cazul cînd celelalte două sînt în gol [4]), factorul de distorsiune a tensiunii atinge, la generatorul asincron studiat, avînd puterea de 10 kW, valoarea 2,85 %. În realitate, factorul de distorsiune va fi cu cîteva procente mai mare datorită armonicilor tensiunii electromotoare proprii. Experiențele întreprinse de către autori au pus în evidență, la funcționarea în gol a unui generator de 3 kW, un factor de distorsiune, de 2,27 %. Se poate concluziona însă că, chiar dacă armonicile datorate sarcinii disipative și cele datorate generatorului însuși s-ar aduna algebric (în realitate se adună fazorial) factorul de distorsiune global ar rămîne mult sub limitele admise de unele norme (normele DIN admit $K_U \leqslant 10\ \%$).

2. Avînd în vedere că, calculul armonicilor de tensiune, în cazul disipatorului monofazat, s-a făcut pentru faza în care componentele directă și inversă ale curentului (disipativ) sînt în fază, se impune concluzia că în celelalte două faze, la care sînt racordați consumatorii, deoarece curenții de succesiune directă și inversă sînt defazați, și căderile de tensiune datorate lor se însumează fazorial, nivelul armonicilor, va fi mai scăzut decît în faza la care este conectat disipatorul, fază pentru care s-au efectuat calculele, pentru eventualitatea că și la această fază vor fi conectați unii consumatori (consumatori trifazați ș.a.).

3. În cazul utilizării unui disipator monofazat de putere mai mică decît cea maxim admisă (situaţie ce corespunde cazului reglajului combinat al puterii hidraulice şi al puterii electrice) se constată o reducere corespunzătoare (nu însă proporţională) a factorului de putere.

4. În cazul disipatorului trifazat simetric, rezultă un factor de distorsiune mai scăzut decît în cazul utilizării unui disipator monofazat.

5. Atît în cazul disipatorului monofazat, cît şi în cazul celui trifazat se constată o pondere importantă a armonicii de ordinul 5, a cărei eliminare, prin filtrare, ar reduce într-o măsură considerabilă valoarea factorului de distorsiune.

Bibliografie

[1] *Woodward, J. L., Boys, J. T.* Electronic load governor for small hydro plants. In: Water Power and Dam Construction, July 1980.

[2] *Gheorghiţă, L., Voia, I. Grando, I., Neda, T., Marton, N., Mureşan, A.* Cercetări experimentale preliminare şi studiul posibilităţii „reglării" tensiunii fără regulator, cu „absorbanţi de energie". Ac. 14.94.71 „Asimilarea a trei tipodimensiuni de bază pentru fabricaţia de microhidroagregate". Reşiţa, aprilie 1977. I.C.P.E.H.R.

[3] *Budişan N., Fericean, S., Lungu, O.* Armonicile de tensiune în reţelele microhidrocentralelor autonome cu generatoare asincrone şi sisteme automate disipative de energie cu amplificatoare magnetice pentru reglarea puterii. In: Electrotehnica, electronica şi automatica, nr. 2, feb. 1982.

[4] *Ivanov, A.A.* Generatori asincroni pentru centrale hidroelectrice de mică putere. Ed. Energetică de Stat, 1952.

CZ 621.311.153

FIABILITATEA SISTEMELEOR
LINIARIZAREA CURBEI WEIBULL

Metoda de determinare a coeficientului γ al legii Weibull

LĂZĂROIU D.F. *, STOICHIŢOIU DAN, CÎMPEANU GH. ** — BUCUREŞTI

Introducere

În studiul fiabilităţii sistemelor, legea Weibull este una din cele mai întîlnite funcţii de repartiţie a timpilor de defectare. Utilizarea ei în prelucrarea datelor din încercări sau urmărire în exploatare este facilitată de posibilitatea reprezentării prin metoda grafică pe hîrtie tip Weibull, deoarece aceasta permite estimarea parametrilor β, α, (η), γ ai funcţiei de repartiţie :

$$F(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}}, \quad \text{pentru } t \geqslant \gamma, \qquad (1)$$

α este parametrul de scară ;
β — parametrul de formă ;
γ — parametrul de poziţie sau de localizare.

În literatura de specialitate [2, 3] estimarea parametrilor nu se face decît în cazul cel mai frecvent, dar particular, pentru $\gamma = 0$. Funcţie de repartiţia (1) se poate scrie atunci :

$$F(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}} = 1 - e^{t^{\beta}/\alpha}. \qquad (2)$$

În acest caz hîrtia Weibull permite estimarea parametrilor β şi α, curba defecţiunilor aliniindu-se după o dreaptă. Pentru aceasta se logaritmează de două ori funcţia (2) scrisă sub forma (2') :

$$\frac{1}{1 - F(t)} = e\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}, \qquad (2')$$

$$\ln \frac{1}{1 - F(t)} = \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}, \qquad (3)$$

$$\ln \ln \frac{1}{1 - F(t)} = \beta \ln \frac{t}{\eta} = \beta \ln t - \ln \alpha. \qquad (4)$$

S-a obţinut o expresie care este o relaţie liniară între $\ln \ln \frac{1}{1 - F(t)}$ şi $\ln t$ şi care poate fi reprezentată printr-o dreaptă într-un sistem de axe ortogonale convenabil ales.

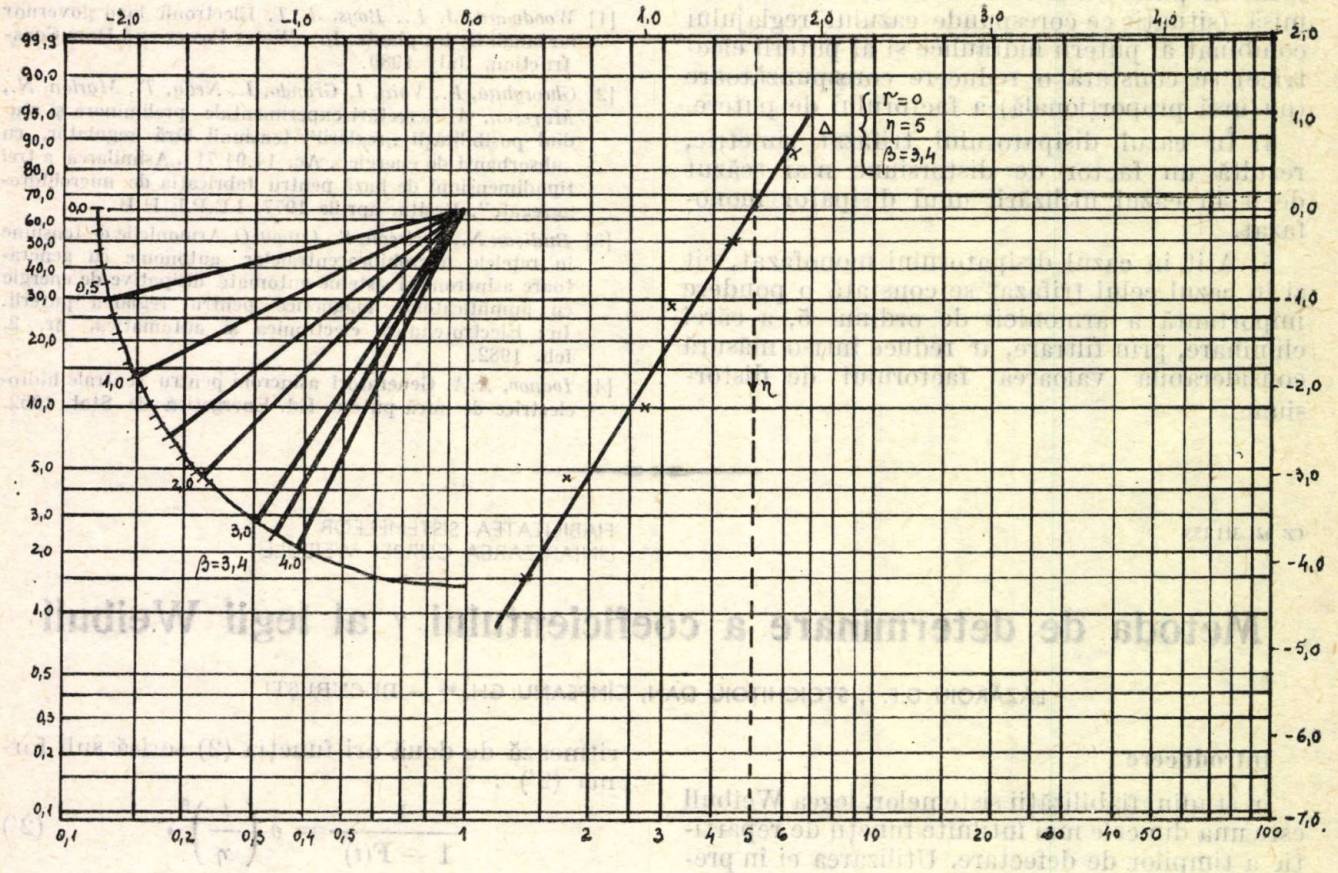
În acest scop se poate utiliza graficul Allan Plait construit special pentru a determina direct, fără calcul valorile $\ln \ln \frac{1}{1 - F(t)}$ şi $\ln t$, funcţie de $F(t)$ şi t.

Un punct în graficul pe hîrtia Weibull are atunci coordonatele :

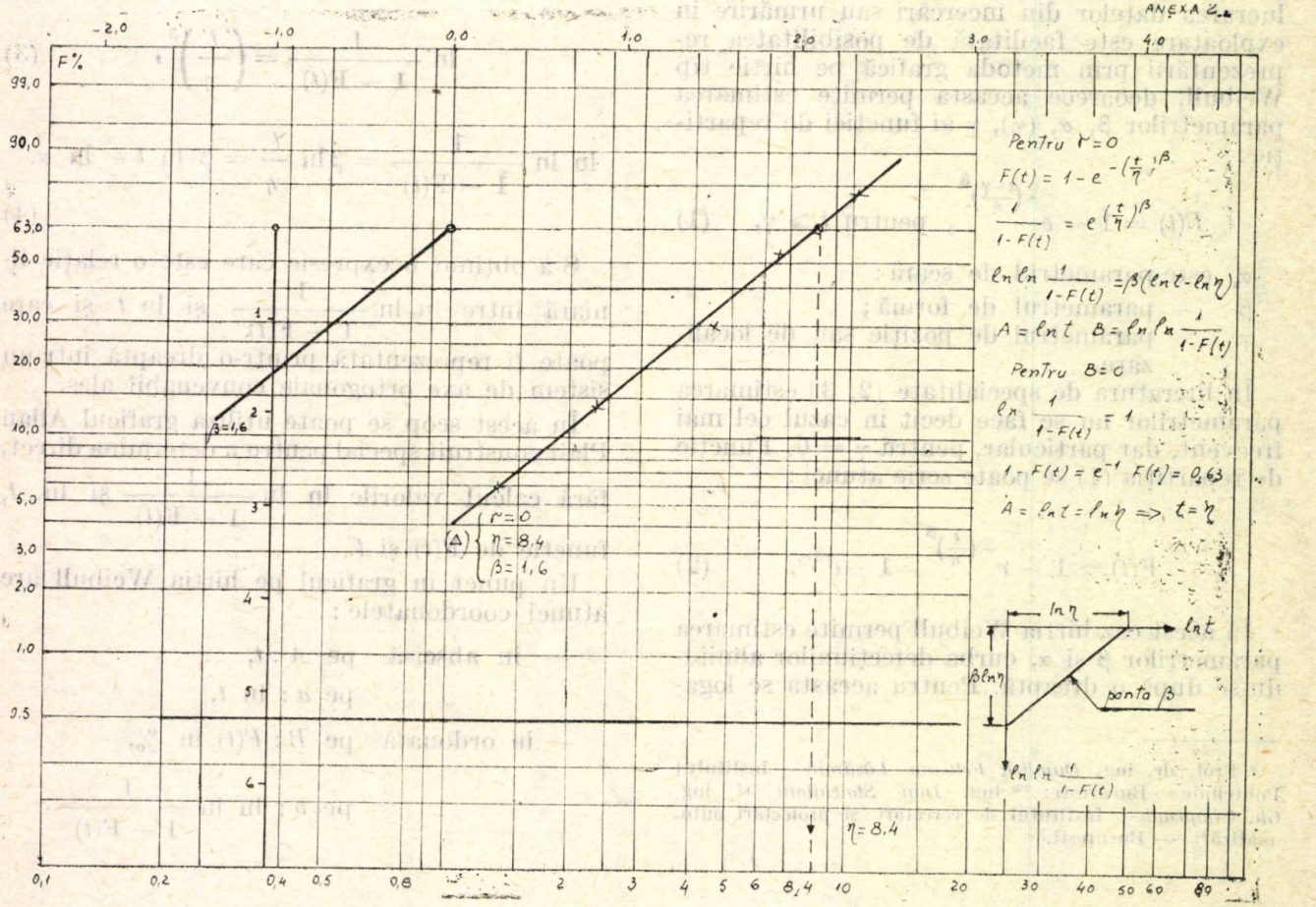
— în abscisă pe $A : t$,
pe $a : \ln t$,
— în ordonată pe $B : F(t)$ în %,
pe $b : \ln \ln \frac{1}{1 - F(t)}$.

* Prof. dr. ing. *Dumitru Felician Lăzăroiu* — Institutul Politehnic — Bucureşti ; ** ing. *Dan Stoichiţoiu* şi ing. *Gh. Cîmpeanu* — Institutul de cercetări şi proiectări automatizări — Bucureşti.

ANEXA 1.



ANEXA 2.



Din (2) se vede că pentru $t = \alpha$: $F(t) = 1 - e^{-1} = 0{,}632$. Estimarea grafică a lui α și β se va face atunci astfel:

— Panta dreptei obținută pe hîrtia Weibull dă pe β.

— Abscisa punctului de pe această dreaptă avînd ca ordonată $F(t) = 0{,}63$ determină pe α.

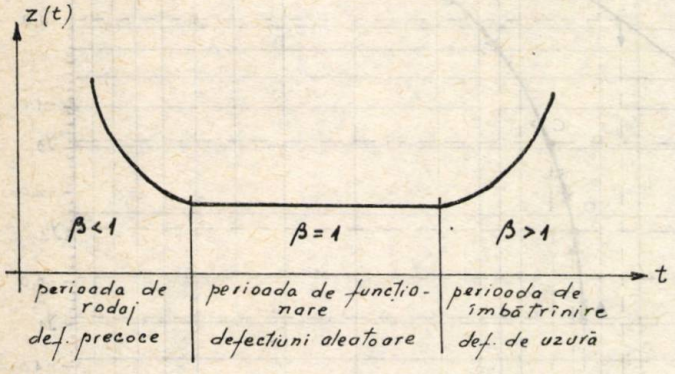


Fig. 1. Semnificația parametrului β.

Graficele Weibull cunoscute au fie sectoare circulare care permit o determinare rapidă a lui β (anexa 1), fie scări marginale (anexa 2).

Interpretarea fizică a parametrilor distribuției Weibull este următoarea:

— parametrul β este cel mai important, stabilind alura curbelor de distribuție Weibull și indicînd natura defecțiunii, figura 1.

El poate varia între 0 și ∞, fiind o mărime dimensională, caracteristicile fiind numai inter-

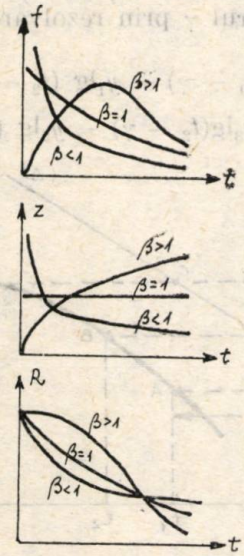


Fig. 2. Graficele distribuției Weibull pentru $\gamma = 0$.

valele $\beta < 1$, $\beta = 1$ și $\beta > 1$. Se observă că pentru $\beta = 1$ se obține distribuția exponențială, care este un caz particular al legii Weibull. Pentru $\beta = 3$ se obține practic clopotul lui Gauss (fig. 2).

— Parametrul $\alpha(\eta)$ permite să se calculeze durata medie de viață;

— Cu ajutorul celor doi parametri se pot determina:

a) m sau $MTBF$ (timpul mediu de bună funcționare):

$$m = \eta\,\Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \frac{\eta}{\beta}\,\Gamma\left(\frac{1}{\beta}\right); \qquad (5)$$

b) rata defecțiunilor:

$$Z = \frac{\beta}{\alpha}(t - \gamma)^{\beta - 1},$$

unde:

$$\alpha = \eta^{\beta},$$

$$\eta = (\alpha)^{1/\beta}. \qquad (6)$$

În anexele 1 și 2 se dau exemple de grafice Allan Plait și moduri de determinare a parametrilor distribuției.

În cazul în care $\gamma \neq 0$, funcția $F(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}}$, trasată pe hîrtie Weibull, va fi o curbă (fig. 3) și anume:

$\gamma > 0$ — o curbă cu concavitate în jos (C_1 ;

$\gamma < 0$ — o curbă cu concavitatea în sus (C_2).

În primul caz, curba C_1 tinde asimptotic către dreapta Δ_1 verticală, de abscisă γ_1. Dacă $\gamma < 0$, curba tinde spre o dreaptă Δ_2 orizontală, de ordonată $F(0) = 1 - e^{-\left(-\frac{\gamma}{\eta}\right)^{\beta}}$.

Datorită punctului în care curba taie una din cele două axe ale graficului, se poate calcula parametrul γ și cunoscînd parametrii β și α (determinați din același grafic), se vor lua din nou punctele corijate $t_i = \gamma_i$ și prin tatonări

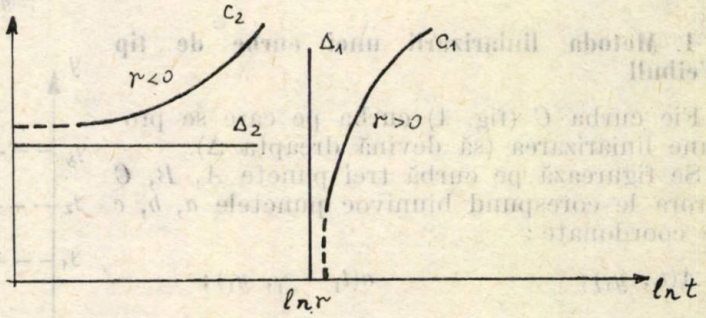
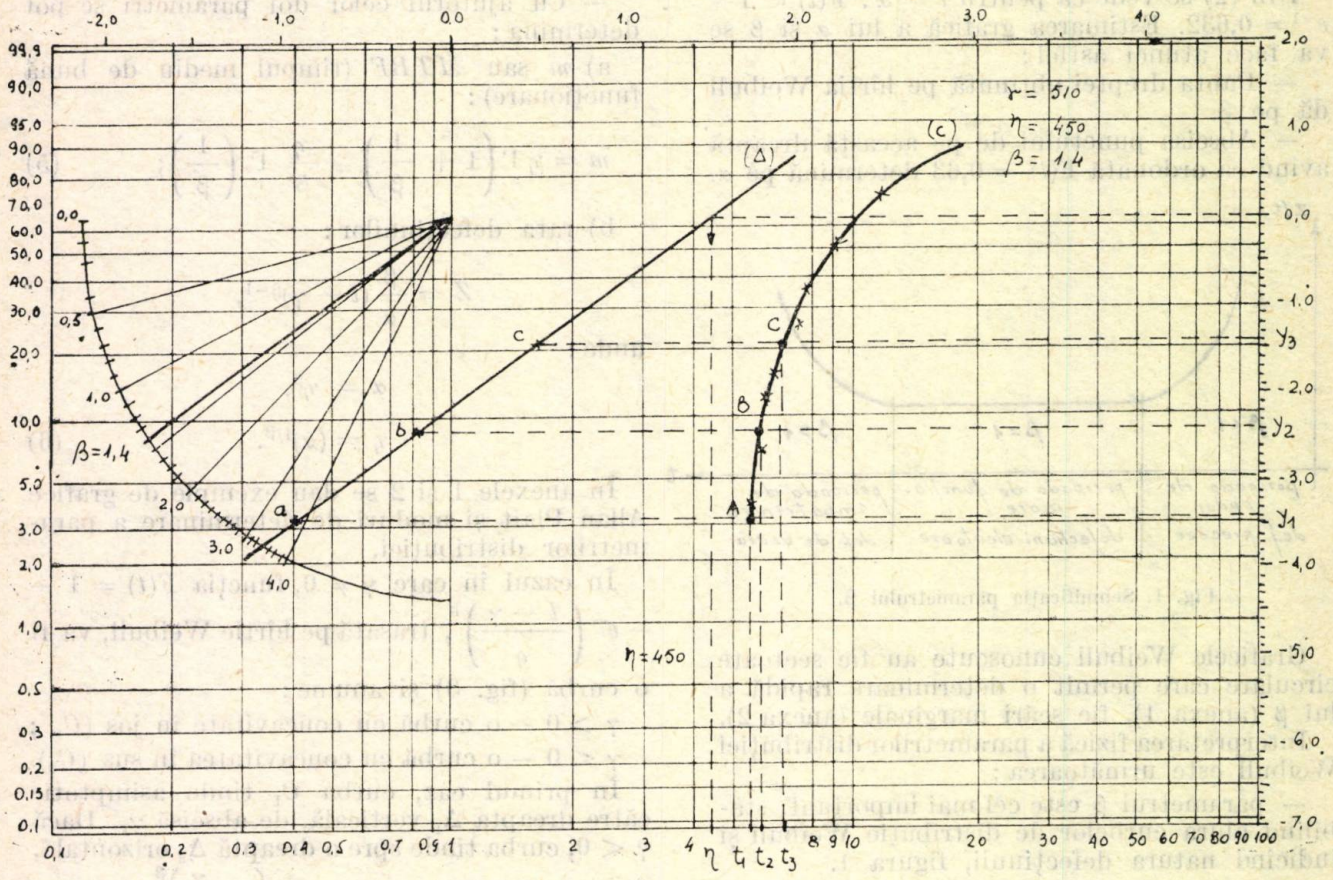


Fig. 3. Graficele funcției Weibull pentru $\gamma \neq 0$.

succesive se vor apropia de valoarea reală a lui γ.

Această metodă grafică este grea, de lungă durată, necesitînd uneori ajutorul unui calculator. De asemenea, în [1] se specifică că în cazul în care punctele reprezentînd datele experimentale nu sînt orientate sensibil după o dreaptă, prin tatonări succesive se va găsi o mărime constantă γ cu care punctele curbei



vor fi translatate în sensul convexității curbei pînă cînd aceasta se situează după o dreaptă.

Cu ajutorul metodei care se propune în lucrarea de față se poate determina ușor parametrul γ pe baza unei construcții grafice și a unor formule simple.

1. Metoda liniarizării unei curbe de tip Weibull

Fie curba C (fig. 4) curba pe care se propune liniarizarea (să devină dreapta Δ).

Se figurează pe curbă trei puncte A, B, C cărora le corespund biunivoc punctele a, b, c de coordonate:

$$A(t_1, y_1); \qquad a(t_1 - \gamma, y_1);$$
$$B(t_2, y_2); \qquad b(t_2 - \gamma, y_2); \qquad (7)$$
$$C(t_3, y_3); \qquad c(t_3 - \gamma), y_3).$$

Punînd condiția ca punctele a, b, c, să fie situate pe o dreaptă Δ, se obține:

$$\begin{vmatrix} \lg(t_1 - \gamma) & y_1 & 1 \\ \lg(t_2 - \gamma) & y_2 & 1 \\ \lg(t_3 - \gamma) & y_3 & 1 \end{vmatrix} = 0. \qquad (8)$$

Cunoscînd valorile lui t_i și y_i, care corespund coordonatelor punctelor A, B, C, se poate determina parametrul γ prin rezolvarea determinantului:

$$(y_2 - y_3)\lg(t_1 - \gamma) - y_1\lg(t_2 - \gamma) + \\ + y_1\lg(t_3 - \gamma) + y_3\lg(t_2 - \gamma) - y_2\lg(t_3 - \gamma) = 0,$$

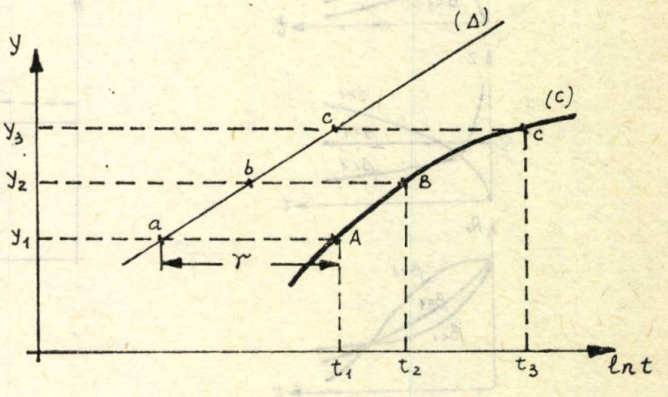


Fig. 4. Liniarizarea curbei (C).

sau:

$$(y_3 - y_1)\lg(t_2 - \gamma) = (y_3 - y_2)\lg(t_1 - \gamma) + (y_2 - \\ - y_1)\lg(t_3 - \gamma),$$

sau:

$$(t_2 - \gamma)^{y_3 - y_1} = (t_1 - \gamma)^{y_3 - y_2} \times (t_3 - \gamma)^{y_2 - y_1}. \qquad (9)$$

Se consideră:

$$y_3 - y_2 = y_2 - y_1 = 1, \text{ deci } y_3 - y_1 = 2 \quad (10)$$

și:

$$(t_2 - \gamma)^2 = (t_1 - \gamma), (t_3 - \gamma), \quad (11)$$

de unde rezultă:

$$\gamma = \frac{t_2^2 - t_1 \cdot t_3}{2t_2 - (t_1 + t_3)}. \quad (12)$$

2. Metodologia de aplicare

— Se aleg pe curba C trei puncte egal distanțate A, B, C astfel ca $y_3 - y_2 = y_2 - y_1 = 1$.

— Se citesc pe axa lg t punctele t_1, t_2, t_3, corespunzător punctelor A, B, C.

— Se determină γ cu formula (12).

— Se determină noile coordonate $(t_i - \gamma)$, $i = 1, 2, 3$, și se trasează punctele de coordonate:

$$a(t_1 - \gamma, y_1),$$
$$b(t_2 - \gamma, y_2),$$
$$c(t_3 - \gamma, y_3).$$

— Se trasează dreapta ce trece prin cele 3 puncte și se determină parametrii α și β ca mai sus.

— Se scriu ecuațiile distribuției Weibull (1), (5), (6).

3. Exemplu de aplicare

Sînt în funcțiune 25 aparate, care supuse încercărilor se defectează conform tabelului:

3. Se trasează dreapta ce trece prin punctele:

a. (40, −3,4);

b. (80, −2,4);

c. (160, −1,4).

4. Se determină:

$\beta = 1{,}4$ (grafic);
$\eta = 450$ (grafic).

Timpul mediu de bună funcționare ($MTBF$):

$$m = \eta\Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \frac{\eta}{\beta}\Gamma\left(\frac{1}{\beta}\right) =$$

$$= \left(\frac{450}{1{,}4}\right) \cdot \Gamma\left(\frac{1}{1{,}4}\right) = 292{,}50 \text{ ore};$$

$$z = \frac{\beta}{\eta^\beta}(t - \gamma)^{\beta - 1} = \frac{1{,}4}{450^{1{,}4}}(t - 510)^{0{,}4} = 2{,}7 \cdot 10^{-3}.$$

$$(t - 510)^{0{,}4}\, h^{-1}$$

$$R(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^\beta} = 1 - e^{-\left(\frac{t-510}{450}\right)^{1{,}4}},$$

pentru $t \geqslant 510$ ore.

5. Concluzii

Pe baza metodologiei indicate, se poate determina rapid coeficientul γ în cazul unei legi de distribuție Weibull, nemaifiind necesară aproximarea lui cu zero sau o determinare laborioasă prin încercări succesive [1]. Pe lîngă determinarea parametrilor β și γ, determinarea parametrului γ pune la dispoziție cercetătorilor o metodă simplă de analiză a unor procese de defectare, care urmează o distribuție Weibull.

Tabelul 1

	1	2	3	4	5 6	7—9	10—13	14—15	16—18	19—22
Durata funcționării pînă la defectare [h]	550	590	620	640	700	780	900	970	1015	1140
F (%) cumulat	4	8	12	16	24	36	52	60	72	88

Datele de mai sus sînt reprezentate pe hîrtie Weibull în anexa 3, obținîndu-se o curbă.

Se propune să se transforme curba în dreaptă, folosind metodologia propusă.

1. Se aleg punctele A (550, −3,4); B (590, −2,4); C (670, −1,4); astfel ca:

$$y_3 - y_2 = y_2 - y_1 = 1.$$

2. Se determină:

$$\gamma = \frac{590^2 - 550 \times 670}{2 \times 590 - (550 + 670)} = 510.$$

Bibliografie

[1] STAS 10307. Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate.

[2] *Schwob, M., Peyrache, G.* Traité de fiabilité-Masson, Paris, 1969.

[3] *Pollard, A., Rivoire, C.* Fiabilité et statistiques prévisionnelles — Methode Weibull, Editions Eyrolles, Paris, 1971.

[4] *Marcovici, M.* Techniques approfondies de la fiabilité Cours de fiabilité — CERESTA, Paris, 1977.

CZ 621·316.353175

INTRERUPTOARE ELECTRICE
COMUTAȚIE
BATERII DE CONDENSATOARE

Asupra determinării solicitărilor întreruptoarelor electrice la comutația bateriilor de condensatoare

PETRE TUȘALIU *, GEORGE CURCANU, GHEORGHE IACOBESCU **

Introducere

Utilizarea bateriilor de condensatoare, montate în derivație în rețelele de distribuție, prezintă o serie de avantaje tehnico-economice în raport cu compensatoarele sincrone, urmărindu-se, după caz, fie atenuarea fluctuațiilor de tensiune datorită variațiilor de sarcină ale rețelei, fie ameliorarea factorului de putere prin furnizarea locală de energie reactivă.

Datorită dezvoltării sistemului electroenergetic, are loc o creștere continuă a puterilor nominale ale bateriilor de condensatoare instalate în rețele, astfel în perioada 1981—1985, ritmul mediu de instalare a bateriilor de condensatoare va crește la 550 MVar/an față de 350 MVar/an în perioada 1976—1980. În aceste condiții devine foarte dificilă problema alegerii corecte a întreruptorului destinat comutației bateriei de condensatoare, atît din punct de vedere al fenomenelor legate de procesul de comutație, cît și privind raportul dintre costul întreruptorului și cel al bateriei.

La conectarea bateriei de condensatoare apar șocuri de curent care nu sînt atît de periculoase pentru întreruptor, cît sînt de periculoase datorită solicitării dinamice pentru baterie. Șocurile de curent duc și la uzura accelerată a contactelor aparatului. La deconectare, în spațiul dintre contactele întreruptorului apar uneori supratensiuni de comutație care depășesc dublul valorii tensiunii de alimentare, determinînd solicitări dielectrice foarte aspre pentru camerele de stingere [2, 3, 4]. Actualele norme [9] nu fac precizări asupra nivelelor de solicitări admisibile și nici asupra gradului de uzură a contactelor după încercări. Apare ca o necesitate standardizarea corespunzătoare la încercările de rupere a curenților bateriilor unice și multiple de condensatoare.

Ținînd seama și de faptul că un întreruptor cu ulei puțin are un preț de cost mai mic comparabil cu alte tipuri de întreruptoare (corespunzătoare comutației bateriilor de condensatoare) se pune problema adaptării acestui tip la comutația bateriilor de condensatoare.

* Ing. Tușaliu, P. — Fac. de electrotehnică — Universitatea — Craiova; ing. Curcanu, G. — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere" — Craiova;
** dr. ing. Iacobescu, Gh. — Facultatea de energetică — Inst. politehnic — București.

Analiza proceselor tranzitorii la studiul comutației bateriilor de condensatoare utilizînd calculatorul numeric [6] și studiul pe modelele analogice [10] constituie mijloace de investigare rapidă și eficientă asupra comutației bateriilor de condensatoare alături de încercările reale [11, 12].

În cadrul lucrării sînt analizate principalele fenomene fizice privind comutația bateriilor unice și multiple de condensatoare folosind calculatorul numeric pentru studiul proceselor tranzitorii de conectare a bateriilor multiple, încercările reale în regim capacitiv a întreruptorului tip IUP-27, 5kV/1 250 A pentru comutația bateriilor unice, precum și modelarea fizică, pentru studiul comutației bateriei simple și multiple.

1. Conectarea bateriilor simple de condensatoare

Analiza fenomenelor tranzitorii care au loc la conectarea bateriilor simple de condensatoare la o rețea de alimentare, se bazează pe schema echivalentă din figura 1 în care:

R este rezistența echivalentă a ansamblului generator-rețea de distribuție;

L — inductanța echivalentă a ansamblului generator-rețea de distribuție;

u — sursa de tensiune alternativă monofazată;

C — capacitatea bateriei;

K — aparatul de comutație (întreruptorul).

În schema prezentată s-a neglijat capacitatea echivalentă a rețelei, în majoritatea cazurilor fiind redusă în raport cu capacitatea bateriei studiate [3, 4, 8]. De asemenea, considerînd bateria propriu-zisă ca un condensator ideal, s-au neglijat rezistențele și inductanțele conexiunilor condensatoarelor, pierderile dielectrice și capacitatea parazită față de pămînt.

Expresia curentului în valoare instantanee și a componentelor sale staționară și tranzitorie va fi [3, 4, 5, 8]:

$$i = i_s + i_t,$$

$$i_s = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \tag{1}$$

$$i_t = I_{mt} e^{-\beta t} \cos(\alpha_n t + \varkappa),$$

iar cele ale tensiunii instantanee la bornele condensatorului C, respectiv a componentelor sale staționară și tranzitorie [3, 4, 7]:

$$u_c = u_{cs} + u_{ct},$$

$$u_{cs} = -U_{cm}\cos(\omega t + \psi_i), \qquad (2)$$

$$u_{ct} = U_{cm}e^{-\beta t}\sin(\alpha_n t + \chi),$$

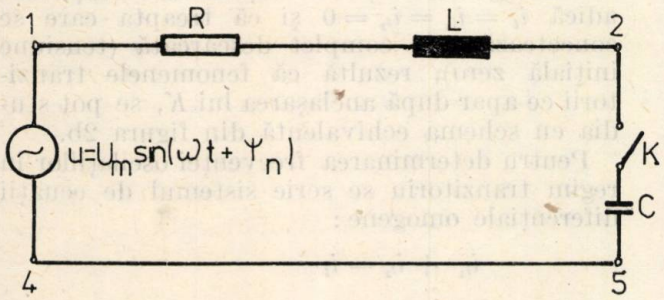


Fig. 1. Schema echivalentă monofazată și simplificată a alimentării unei baterii de condensatoare C.

în care:

$$\psi_i = \psi_u + \varphi;\ \varphi = \operatorname{arctg}\frac{X_L - X_c}{R};\ X_L = \omega L,\ X_c = \frac{1}{\omega C};$$

$$u_0 = [U_m \sin(\omega t + \psi_u)]_{t=0} = U_m \sin\psi_u;$$

$$I_m = \frac{Um}{Z},\ Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_c)^2};$$

$$\beta = \frac{R}{2L};\ \alpha_n = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$\chi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\alpha_n}{\omega}\operatorname{ctg}\psi_i\right), \qquad (3)$$

$$I_m t = -I_m\sqrt{\sin^2\psi_i + \left(\frac{\alpha_n}{\omega}\right)^2\cos^2\psi_i};$$

$$U_{cm} = \frac{I_m}{\omega C},$$

$$U_{cmt} = I_{mt}\sqrt{\frac{L}{c}} =$$

$$= -U_{cm}\sqrt{\left(\frac{\omega}{\alpha_n}\right)^2\sin^2\psi_i + \cos^2\psi_i}.$$

Din relațiile prezentate, rezultă valorile relative ale amplitudinilor componentelor tranzitorii, față de amplitudinile componentelor statice:

$$|I_{mt}/I_m| = \sqrt{\sin^2\psi_i + \left(\frac{\alpha_n}{\omega}\right)^2\cos^2\psi_i},$$

$$|U_{cmt}/U_{cm}| = \sqrt{\left(\frac{\omega}{\alpha_n}\right)^2\sin^2\psi_i + \cos^2\psi_i}. \qquad (4)$$

Din (4) se observă dependența modulelor valorilor relative ale amplitudinilor componentelor tranzitorii, de unghiul de defazaj al curentului în raport cu momentul conectării bateriei la rețeaua de alimentare și de raportul pulsațiilor naturală și forțată în circuitul dat. După cum se cunoaște [3, 4, 7, 8] raportul pulsațiilor este dependent de parametrii caracteristici ai circuitului.

Cînd conectarea bateriei se face în momentul în care valoarea instantanee a tensiunii este egală cu zero, curentul din circuit și tensiunea la bornele condensatorului, vor fi [3, 4, 8]:

$$i = I_m(\cos\omega t - e^{-\beta t}\cos\alpha_n t),$$

$$u_c = U_{cm}(\sin\omega t - e^{-\beta t}\sin\alpha_n t). \qquad (5)$$

Din (5) rezultă că, pentru valori mari ale frecvenței oscilațiilor proprii ale circuitului, curentul i poate să ajungă la o valoare dublă față de curentul permanent. Tensiunea u_c la bornele condensatorului, va ajunge după 1/4 din perioada tensiunii rețelei la o valoare nu cu mult mai mare decît tensiunea permanentă la bornele condensatorului.

La conectarea bateriei în momentul în care valoarea instantanee a tensiunii este maximă $\left(\psi_u = \frac{\pi}{2},\ \psi_i = 0\right)$, caz în care, datorită duratei mai mari a procesului de conectare mecanică, decît perioada tensiunii de alimentare, stabilirea electrică a contactului se face prin străpungerea intervalului dintre contactele întreruptorului, curentul din circuit și tensiunea la bornele condensatorului, vor fi [3, 4, 8]:

$$i = I_m\left(\sin\omega t - \frac{\alpha_n}{\omega}e^{-\beta t}\sin\alpha_n t\right),$$

$$u_c = U_{cm}(-\cos\omega t + e^{-\beta t}\cos\alpha_n t). \qquad (6)$$

Din (6) rezultă că pentru o valoare mare a pulsației proprii de oscilație, amplitudinea curentului total de conectare, făcînd complet abstracție de amortizare, va fi:

$$i_{max} = I_m\left(1 + \frac{\alpha_n}{\omega}\right), \qquad (7)$$

iar tensiunea la bornele condensatorului, la valori mari ale oscilațiilor proprii, respectiv ale oscilațiilor naturale ale circuitului, poate să ajungă chiar la valoarea dublă față de tensiunea permanentă.

În cazul conectării bateriei simultan cu consumatori care absorb curenți inductivi mari (transformatoare, instalații de sudare, motoare de inducție etc.), influența curentului tranzitoriu al condensatorului fiind apreciabilă pe durata a 1—2 semiperioade, rezultă că aceasta nu are o importanță deosebită asupra valorii eficace a curentului total, făcînd posibilă îndeplinirea de către condensator a rolului de compensator după ce curentul de conectare atinge regimul staționar.

2. Conectarea la rețea a bateriei multiple

La funcționarea bateriilor multiple apar curenți tranzitorii de valoare ridicată, datorită faptului că în momentul conectării unei trepte, există în funcțiune un număr de alte trepte, modul de funcționare fiind impus de necesitatea adaptării puterii bateriei la curba de sarcină reactivă a consumatorului.

Pentru analizarea fenomenelor tranzitorii, se consideră schema echivalentă a bateriei multiple (fig. 2), observîndu-se existența a două circuite oscilante:

— circuitul format din generatorul echivalent de tensiune u, rețeaua de inductanță L_r și treapta reprezentată prin inductanța echivalentă a conexiunilor L_1 și capacitatea echivalentă a condensatoarelor treptei C_1;

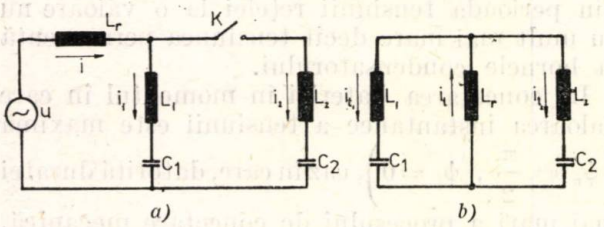


Fig. 2. Schema echivalentă a unor circuite oscilante la conectarea unor condensatoare la o baterie aflată deja în funcțiune.

— circuitul format de treptele bateriei aflate sub tensiune cu elementele echivalente L_1 și C_1 și din treapta care se anclașează cu elementele echivalente L_2 și C_2.

Capacitatea rețelei se consideră neglijabilă în raport cu capacitatea treptelor bateriei C_1 și C_2. Aplicînd teoremele lui Kirchoff, la conectarea treptei C_2 în cazul schemei prezentate, rezultă:

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 &= i, \\ L_r \frac{di}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c_2}\int i_2 dt &= u, \\ L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1}\int i_1 dt &= L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_2}\int i_2 dt. \end{aligned} \tag{8}$$

Sistemul de ecuații se rezolvă prin metoda clasică [3, 4]:

$$\begin{aligned} i &= i_s + i_t, \\ i_1 &= i_{s_1} + i_{t_1}, \\ i_2 &= i_{s_2} + i_{t_2}. \end{aligned} \tag{9}$$

Presupunînd că la anclașarea întreruptorului K regimul forțat al rețelei este staționar, adică $i_t = i_{t_1} = i_{t_2} = 0$ și că treapta care se conectează este complet descărcată (tensiune inițială zero), rezultă că fenomenele tranzitorii ce apar după anclașarea lui K, se pot studia cu schema echivalentă din figura 2b.

Pentru determinarea frecvenței oscilațiilor în regim tranzitoriu se scrie sistemul de ecuații diferențiale omogene:

$$\begin{aligned} i_{t_1} + i_{t_2} &= i_t \\ L_r \frac{di_t}{dt} + L_2 \frac{di_{t_2}}{dt} + \frac{1}{c_2}\int i_{t_2}\, dt &= 0, \\ L_1 \frac{di_{t_1}}{dt} + \frac{1}{c_1}\int i_{t_1} dt &= L_2 \frac{di_{t_2}}{dt} + \frac{1}{c_2}\int i_{t_2}\, dt. \end{aligned} \tag{10}$$

Se rezolvă sistemul prin aplicarea transformării Laplace și se elimină soluțiile fără sens ale sistemului fizic studiat, rezultînd:

$$\omega_1 = \sqrt{a + \sqrt{a^2 - 4b/2b}},$$

$$\omega_2 = \sqrt{a - \sqrt{a^2 - 4b/2b}},$$

unde:

$$\begin{aligned} a &= C_1(L_r + L_1) + C_2(L_r + L_2, \\ b &= C_1C_2[L_1(L_r + L_2) + L_r \cdot L_2]. \end{aligned} \tag{11}$$

Așadar, în cazul bateriei multiple cu un număr de trepte de capacitate echivalentă C_i sub tensiune, conectarea unei noi trepte de capacitate echivalentă C_2 determină un regim tranzitoriu cu fenomene de oscilații diferite ω_1 și ω_2. Aceste oscilații se caracterizează prin simultaneitate și amortizări dependente de repartiția și mărimile inductanței și capacității din circuitul schemei echivalente [3, 4, 6].

Pentru determinarea coeficienților de supracurent sînt utilizate mai multe metode de calcul [3, 4, 6, 8, 10, 12]. Curenții tranzitorii din bateria multiplă, în concordanță cu figura 2b se pot scrie:

$$\begin{aligned} i_{t_1} &= Imt_{11}\cos(\omega_1 t + \chi_1) + I_{mt_{12}}\cos(\omega_2 t + \chi_2), \\ i_{t_2} &= Imt_{21}\cos(\omega_1 t + \chi_1) + Imt_{22}\cos(\omega_2 t + \chi_2), \end{aligned} \tag{12}$$

unde : Imt_{11}, Imt_{12}, Imt_{21}, Imt_{22}, reprezintă amplitudinea componentelor curenților tranzitorii, iar χ_1 și χ_2 unghiurile de defazaj ale acelorași componente. Calculele se efectuează în concordanță cu principalele faze ce caracterizează regimul tranzitoriu, prezentate în figura 3.

În figura 3a este reprezentată schema echivalentă a rețelei și bateriei multiple de condensatoare, înaintea, aanclașării treptei C_2. În figura

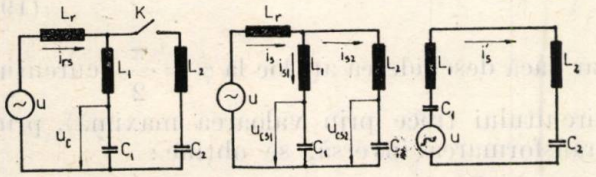


Fig. 3. Scheme echivalente pentru analizarea regimurilor la conectarea unei baterii de condensatoare.

3b se reprezintă schema echivalentă în timpul conectării treptei C_2, iar figura 3c o schemă în care se ține seama numai de acele mărimi care au o influență pronunțată asupra fenomenului.

Considerînd tensiunea de alimentare sinusoidală și conectarea capacității C_2 la momentul trecerii prin zero a curentului staționar al rețelei i_r (înseamnă că tensiunea pe C_1 va fi maximă), folosind rezultatele analizei lui *H.* Flöth [3] se deduc coeficienții de supracurent :

$$K_{11} = \frac{Imt_{11}}{Im_1} ; \; K_{12} = \frac{Imt_{12}}{Im_1} ; \; K_{21} = \frac{Imt_{21}}{Imt_2} ; \; K_{22} = \frac{Imt_{22}}{Imt_2}. \tag{13}$$

Aceștia exprimă raportul dintre amplitudinile componentelor tranzitorii *Imt* și staționare *Im*, ale curenților din schema reprezentată în figura 3b. Coeficienții K_{11} și K_{21} se referă la fenomenele de pulsație ω_1, iar K_{12}, K_{22} la cele de pulsație ω_2. Între coeficienții determinați și impedanțele circuitelor oscilante se pot scrie relațiile [3] :

$$K_{21} = K_{11} \frac{Z_{11}Z_2}{Z_{21}Z_1} = K_{11}A ; \; K_{22} = K_{12} \frac{Z_{21}Z_2}{Z_{22}Z_1} = K_{12}B ;$$

în care :

$$Z_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} ; \; Z_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} ;$$

$$Z_{11} = \omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1} ; \; Z_{12} = \omega_2 L_1 - \frac{1}{\omega_2 C_1} ; \tag{14}$$

$$Z_{21} = \omega L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_2} ; \; Z_{22} = \omega_2 L_2 - \frac{1}{\omega_2 C_2}.$$

Coeficienții de supracurent maximi se obțin în ipoteza că circuitul va fi conectat în momentul cînd curentul staționar va trece prin zero (tensiunea la bornele lui C_1 va fi maximă). De asemenea, aceștia pot căpăta o formă simplificată dacă Im_1 și $I'm_1$ din figura 3 sînt egali :

$$K_{12} = -\frac{\omega_2}{\omega} \cdot \frac{1}{B-A} ; \; K_{11} = \frac{\omega_1}{\omega} \cdot \frac{1}{B-A} ; \tag{15}$$

$$K_{22} = -\frac{\omega_2}{\omega} \cdot \frac{B}{B-A} ; \; K_{21} = \frac{\omega_1}{\omega} \cdot \frac{A}{B-A}.$$

Din relațiile prezentate se observă că aceste componente, care diferă prin pulsație, sînt în opoziție.

Coeficienții de supracurent care depind de circuitul cu inductanța L_r sînt de asemenea funcție de pulsațiile corespunzătoare circuitului din figura 3.

$$K_{1r} = \frac{Imt_1 r}{Imr} = \frac{1}{Z_1 + Z_2}(K_{11}Z_2 + K_{21}Z_1),$$

corespunzător lui ω_1 ;

și :

$$K_{2r} = \frac{Imt_2 r}{Imr} = \frac{1}{Z_1 + Z_2}(K_{12}Z_2 + K_{22}Z_1), \tag{16}$$

corespunzător lui ω_2.

Din analiza relațiilor (15) și (16) se constată că valoarea maximă a coeficientului de supracurent nu este dată de raportul dintre pulsația proprie de oscilație și pulsația rețelei, așa cum rezultă în sistemele oscilante simple [3,4].

Deoarece reactanțele inductivă și capacitivă sînt variabile dependente de valoarea pulsațiilor ω_1 și ω_2, repartiția curenților pe laturile circuitului oscilant va depinde de variația acestora.

Factorii de supracurenți sînt influențați de variațiile reactanțelor prin dependențele $\frac{\omega_1}{\omega}$ și $\frac{\omega_2}{\omega}$.

3. Deconectarea condensatoarelor

Fenomenele tranzitorii care apar la deconectarea unei capacități depind atît de caracteristica întreruptorului, cît și de mărimea bateriei deconectate, precum și de rețeaua de alimentare la care sînt conectate condensatoarele. O importanță deosebită la deconectarea condensatoarelor au doi factori : viteza de creștere a rigidității dielectrice a intervalului dintre contactele în-

treruptorului și viteza de creștere a tensiunii de restabilire.

3.1. *Deconectarea de la rețea a bateriei simple*

Pentru simplificare analiza se efectuează pe un sistem monofazat, putînd să fie extinsă și la sisteme trifazate. Se prezintă schema echivalentă monofazată în figura 4, în care:

L_r este inductanța rețelei de alimentare,
C_r — capacitatea rețelei de alimentare,
C — capacitatea condensatorului deconectat.

Se presupune că inductanța conexiunilor bateriei este foarte mică în raport cu inductanța rețelei, încît poate fi neglijată. Similar se neglijază și rezistența sistemului în raport cu reactanța inductivă.

Tensiunea de restabilire se poate determina atît în ipoteza absenței reamorsărilor, cît și a apariției acestora. De asemenea, pentru circuite

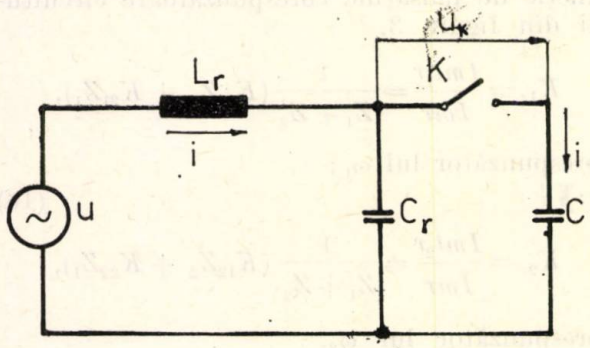


Fig. 4. Schema echivalentă monofazată pentru analiza fenomenelor la deconectarea unui condensator.

trifazate se pot considera 4 cazuri distincte, în funcție de legarea punctului neutru:

— punctul neutru al rețelei de alimentare și cel al bateriei sînt legate la pămînt;

— punctul neutru al rețelei de alimentare este legat la pămînt, punctul neutru al bateriei de condensatoare fiind izolat;

— punctul neutru al rețelei de alimentare este izolat, punctul neutru al bateriei de condensatoare fiind legat la pămînt;

— punctul neutru al rețelei de alimentare și cel al bateriei de condensatoare sînt izolate.

Pentru analiza fenomenelor tranzitorii la deconectarea condensatoarelor *fără reamorsarea arcului electric* în întreruptor [2, 3, 4, 8, 10, 11, 12], se presupune că, înaintea deschiderii întreruptorului K, circulă curentul staționar:

$$i_s = -Im\sin(\omega t - \psi_i), \tag{17}$$

care, după deconectare, în momentul $t = 0$ și pentru un defazaj nul al tensiunii, va fi (după Thévenin):

$$i_s = Im\sin(\omega t - \varphi), \text{ unde } \psi_i = \varphi \text{ și } \Psi_u = 0. \tag{18}$$

Prin aplicarea transformatei Laplace curentului i_s și înmulțirea acestuia cu impedanța operațională, rezultă tensiunea la bornele întreruptorului sub formă operațională.

Dacă deschiderea întreruptorului are loc la $\varphi = 0$ (curentul circuitului trece prin valoarea zero), în urma transformării inverse, rezultă:

$$u'_k(t) = U_{Lm}(\cos\omega t - \cos\alpha_n t) - U_{cm}(\cos\omega t - 1), \tag{19}$$

iar dacă deschiderea are loc la $\varphi = \frac{\pi}{2}$ (curentul circuitului trece prin valoarea maximă), prin transformarea inversă, se obține:

$$u'_k(t) = -U_{Lm}\left(\sin\omega t - \frac{\alpha_n}{\omega}\sin\alpha_n t\right) + U_{cm}\sin\omega t, \tag{20}$$

unde:

$$U_{Lm} = \omega L_r I_m \frac{\alpha_n^2}{\alpha_n^2 - \omega^2};\quad U_{cm} = \frac{I_m}{\omega C};$$

$$\alpha_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}. \tag{21}$$

Cum inductanța rețelei este foarte mică, adică $L_r \to 0$, și deci:

$$\omega L_r \ll \frac{1}{\omega C}, \text{ iar } U_{Lm} \to 0.$$

Dacă $\varphi = 0$, tensiunea de restabilire devine:

$$u'_k(t) = U_{cm}(1 - \cos\omega t), \tag{22}$$

a cărei valoare maximă se obține pentru:

$$t = \frac{T}{2},\ u'_{k\max}(t) = 2U_{cm}.$$

Dacă $\varphi = \frac{\pi}{2}$; $U''_k(t) = U_{cm}\sin\omega t$, (23)

a cărei valoare maximă se obține pentru $t = \frac{T}{4}$, $U''_{k\max}(t) = U_{cm}$.

Așadar, tensiunea de restabilire maximă variază după relația:

$$U_{cm} < U_{k\max}(t) < 2U_{cm}. \tag{24}$$

Referitor la influența tratării punctului neutru al rețelei de alimentare și cel al bateriei de condensatoare asupra tensiunii de revenire, pentru cazul cînd ambele puncte neutre (al rețelei și al bateriei) sînt legate la pămînt,

fiecare fază poate fi considerată ca un circuit separat monofazat, care nu e influențat, de alte faze [2, 3, 4], fenomenele anterior tratate rămînînd valabile.

Pentru cazul cînd punctul neutru al rețelei de alimentare este legat la pămînt și punctul neutru al bateriei de condensatoare este izolat, tensiunea de revenire depinde de tensiunea fazelor vecine, precum și de potențialul punctului neutru al bateriei [2, 3]. Tensiunea de revenire maximă poate să atingă pe una dintre cele două faze care nu au deconectat simultan, valoarea 3,46 U_m.

În cazul cînd punctul neutru al rețelei de alimentare este izolat, iar cel al bateriei legat la pămînt, fenomenele sînt similare cazului anterior.

Dacă punctul neutru al rețelei de alimentare și cel al bateriei de condensatoare sînt izolate, alura fenomenelor și valoarea tensiunii de restabilire depind de raportul dintre capacitatea rețelei de alimentare și capacitatea părții deconectate [2, 3, 4].

Pentru efectuarea analizei fenomenelor tranzitorii care au loc la *deconectarea condensatoarelor cu reamorsare de arc electric*, trebuie să se facă distincție între amorsarea arcului în primul sfert de perioadă față de momentul întreruperii curentului și reamorsarea arcului în al doilea sfert (sau în cele următoare) al perioadei în raport cu momentul deconectării curentului.

La deconectarea curentului permanent i_s în momentul trecerii prin valoarea zero și anume la timpul $t = \frac{\varphi - \pi}{\omega}$, condensatorul va fi sub tensiunea maximă $u_c = -U_{cm}$. Valoarea instantanee a tensiunii va fi:

$$u = U_m \cos(\omega t - \varphi). \tag{25}$$

Presupunînd că C_r este foarte mică în raport cu capacitatea deconectată, se poate neglija curentul prin L_r, iar tensiunea prin C_r în momentul reamorsării, la $t = 0$, se exprimă prin:

$$u_{cr} = U_m \cos \varphi. \tag{26}$$

Neglijînd căderea de tensiune pe arc, se poate scrie ecuația:

$$L_r \frac{di(t)}{dt} + e(t) = u(t), \tag{27}$$

unde: $u(t) = U_m \cos(\omega t - \varphi)$; $e(t)$ este tensiunea care apare la reamorsare pe cele două condensatoare C și C_r. Curentul dat de $u(t)$ la $t > 0$, va fi:

$$i(t) = C_r \frac{d}{dt}[e(t) - U_c] + C \frac{d}{dt}[e(t) - u_c]. \tag{28}$$

Se aplică transformata Laplace ecuațiilor (27) și (28) și apoi se determină funcțiile original:

$$e'(t) = U_m \frac{\alpha_1^2}{\alpha_1^2 - \omega^2}\left(\sin \omega t - \frac{\omega}{\alpha_1} \sin \alpha_1 t\right) - \frac{C}{C + C_r} U_{cm} \cos \alpha_1 t, \tag{29}$$

pentru $\varphi = \frac{\pi}{2}$ (trecerea tensiunii de alimentare prin zero) și:

$$e''(t) = U_{cm} \cos \omega t + (E_0 - U_{cm}) \cos \alpha_1 t, \tag{30}$$

pentru $\varphi = 0$ (tensiunea de alimentare, prin maxim).

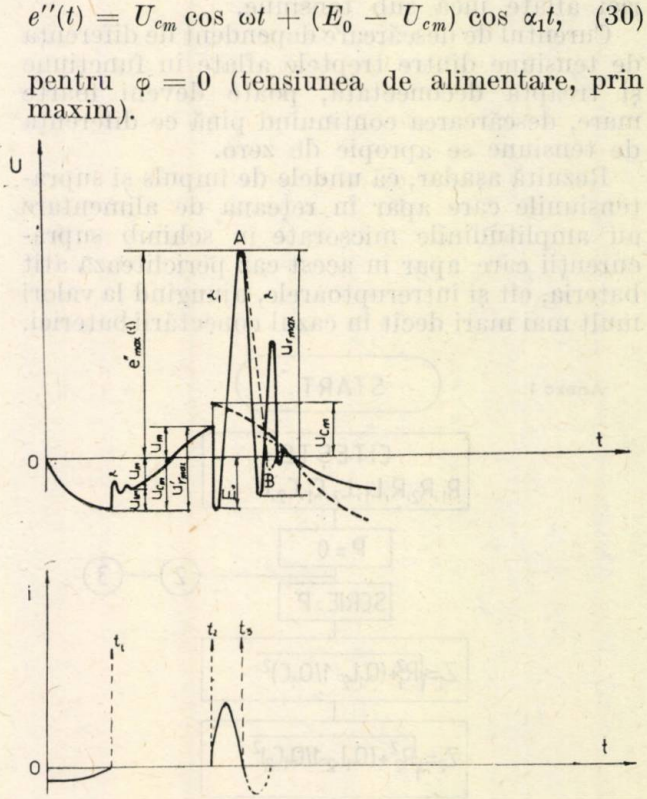


Fig. 5. Variația tensiunilor în funcție de timp la deconectarea unei capacități în momentul trecerii tensiunii de alimentare prin valoarea ei maximă.

S-au utilizat notațiile:

$$\alpha_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r(C + C_r)}},$$

$$E_0 = \frac{C_r}{C_r + C} U_m \cos \varphi - \frac{C}{C + C_r} U_{cm}.$$

Rezultă că deconectarea condensatorului la trecerea tensiunii de alimentare prin valoarea maximă și curentul prin zero va fi însoțită de o supratensiune care poate ajunge la de trei ori tensiunea condensatorului U_{cm}, figura 5 [2, 3, 4]. În funcție de reamorsările arcului, tensiunea de revenire poate crește, teoretic la valori și mai mari.

3.2. Deconectarea de la rețea a bateriei multiple

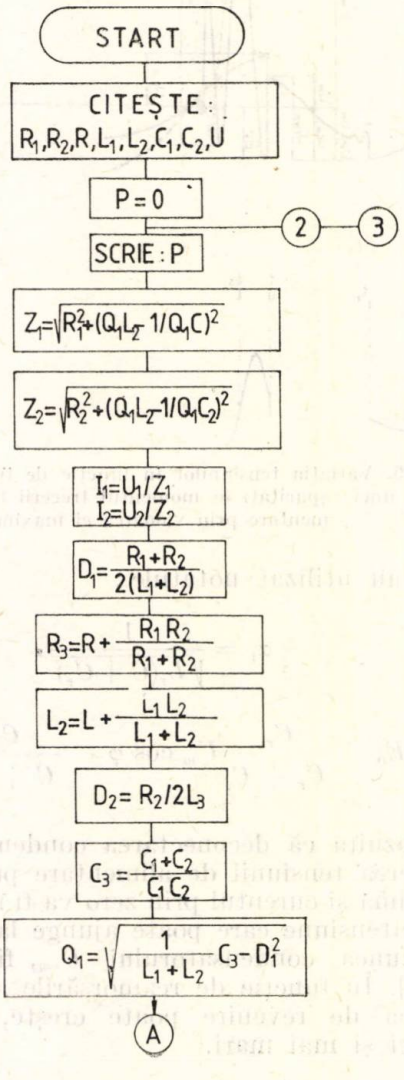
Fenomenele la deconectarea unei trepte a bateriei multiple sînt identice cu cele de la bateria simplă, pînă la apariția în întreruptor a unei reamorsări de arc electric [2, 3, 4]. În acest caz, fenomenele care apar pot fi comparate cu cazul conectării unei baterii la o altă baterie aflată în funcțiune.

La reamorsarea arcului electric, se formează o descărcare cu o frecvență care depinde de inductanța și capacitatea circuitului de descărcare, între treapta deconectată și treptele bateriei aflate încă sub tensiune.

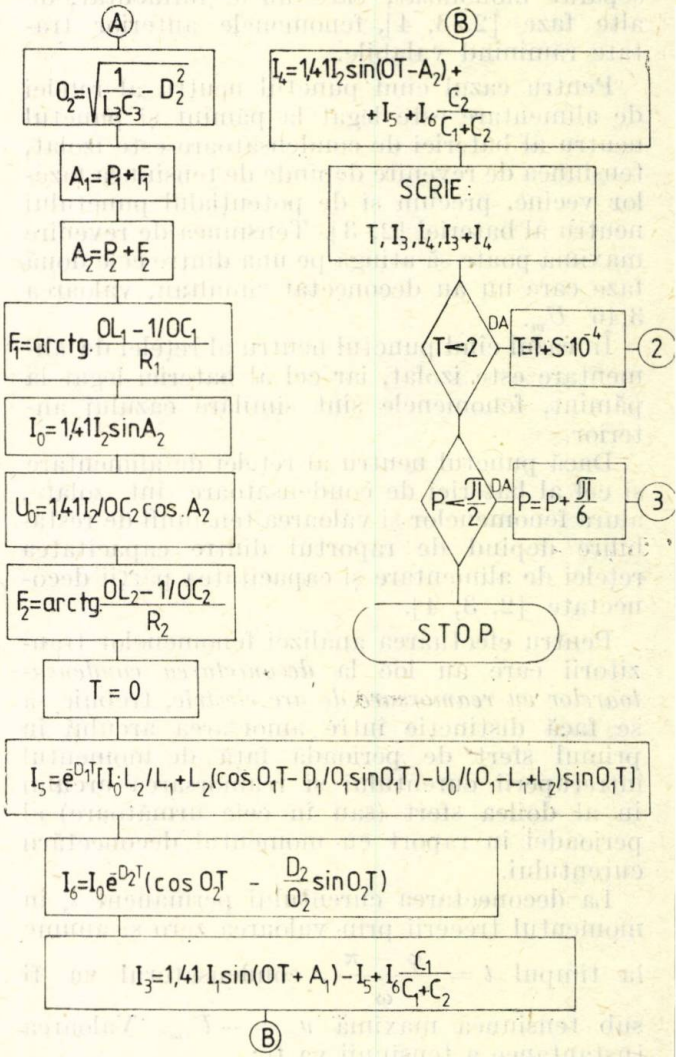
Curentul de descărcare dependent de diferența de tensiune dintre treptele aflate în funcțiune și treapta deconectată, poate deveni foarte mare, descărcarea continuînd pînă ce diferența de tensiune se apropie de zero.

Rezultă așadar, că undele de impuls și supratensiunile care apar în rețeaua de alimentare au amplitudinile micșorate în schimb supracurenții care apar în acest caz periclitează atît bateria, cît și întreruptoarele, ajungînd la valori mult mai mari decît în cazul conectării bateriei.

Anexa 1



(continuare *ANEXA 1*)



Anexa 1. Schema logică a programului „Calculul curenților la conectarea unei baterii multiple de condensatoare".

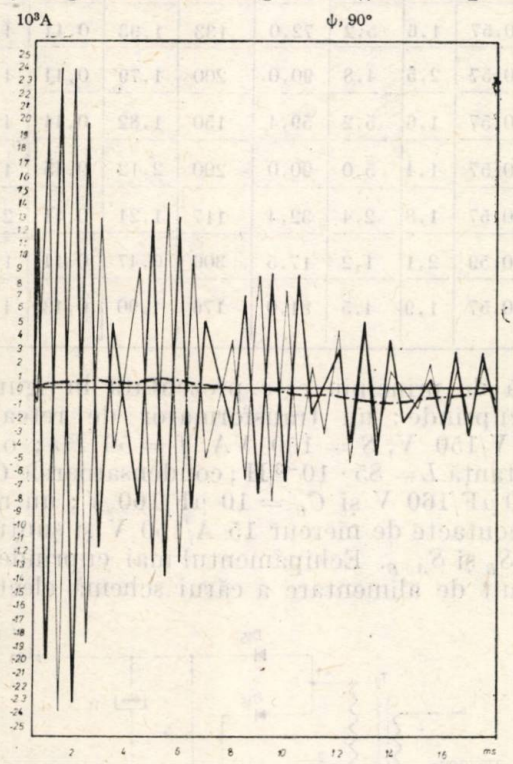
4. Analiza fenomenelor tranzitorii de conectare a bateriilor multiple de condensatoare cu ajutorul calculatorului numeric

Pe baza calculelor teoretice prezentate la punctul 2, s-a realizat un program de studiu pe calculator a fenomenelor tranzitorii la conectarea bateriei multiple cu 2 trepte de condensatoare, din cadrul ICEMENERG—București. S-au obținut valori ale supracurenților în momentul conectării, care, reprezentate grafic, au condus la obținerea unor caracteristici apropiate ca formă de cele înregistrate cu aparatura din cadrul instalației respective. Mărimile care intră în expresiile curenților au următoarele valori reale: $R = 0$; $R_1 = 2 \cdot 10^{-3}\ \Omega$; $R_2 = 2 \cdot 10^{-3}\ \Omega$; $L = 6{,}3 \cdot 10^{-3}$ H; $L_1 = 7{,}3 \cdot 10^{-3}$ H; $L_2 = 7{,}3 \cdot 10^{-3} H$; $C_1 = 28 \cdot 10^{-6}$ F; $C_2 = 28 \cdot 10^{-6}$ F și $U = 24 \cdot 10^{+3}$ V.

Schema logică a programului de calcul și rezultatele (supracurenții în funcție de faza conectării) sînt prezentate în anexele A_1, A_2.

5. Incercarea de rupere a curenților bateriilor de condensatoare (unice) utilizind intreruptorul de tip IUP-27,5 kV/1250 A

Experimentările efectuate în Laboratorul de mare putere al Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică — „Electroputere"



Anexa 2. Variația componentelor libere ale curenților la conectarea unei baterii multiple de condensatoare pentru $\psi=90°$

pe întreruptorul de tip IUP-27,5 kV/1 250 A au avut ca scop verificarea comportării aparatului în regim capacitiv în cadrul bateriilor de condensatoare. De asemenea, s-au urmărit fenomenele fizice care apar la comutația bateriilor de condensatoare, forma și valoarea tensiunii și curentului tranzitoriu la conectare în diferite regimuri de fază, forma curentului capacitiv prin aparat, faza curentului de rupere, supratensiunile de comutație, valoarea tensiunii de restabilire, eventualele reaprinderi și reamorsări etc.

În concordanță cu normele de încercare [9] și în funcție de parametrii nominali ai aparatului de încercat s-au calculat circuitele monofazate de încercare. Astfel, întreruptorul IUP-27,5 kV/1 250A s-a încercat în regim capacitiv la următorii parametrii nominali: tensiunea normală $U_n = 27{,}5$ kV, puterea de rupere în scurtcircuit: 1,6 kA; curentul de rupere în regim capacitiv $I_c = 100$ A.

Rezultatele încercărilor sînt sintetizate în tabelul 1, unde simbolurile utilizate au următoarea semnificație: D — deschidere; I — închidere; U_0 — valoarea eficace a tensiunii aplicate; I_{amax} — valoarea maximă a curentului de conectare; I_c — curentul capacitiv prin aparat; U_r — tensiunea de restabilire; U_s — supratensiunea de comutație; t_{st} — timpul de stabilire; t_a — timpul propriu de închidere; t_d — timpul propriu de deschidere; t_{arc} — durata arcului; t_{sc} — timpul de rupere.

La conectare nu apar supratensiuni de comutație, dar șocul de curent depășește de multe ori valoarea curentului în regim permanent, fiind mult sub valoarea capacității de închidere nominală a aparatului.

Tabelul 1

Rezultate ale încercării în regim capacitiv a întreruptorului IUP-27,5 kV/1 250 A, în LMP

Nr. crt.	Secvența	Operația	U_0	I_c	U_r	U_s	t_a	t_{st}	t_d	t_{arc}	t_{sc}	Observații
			kV	A	kV	kV max.	ms	ms	ms	ms	ms	
1	3	D	—	30,4	27,5	—	—	—	60	12	72	—
2	3	D	—	30,4	27,5	54,41	—	—	60	11	71	reamorsare
3	3	D	—	30,4	27,5	77,5	—	—	60	9	69	reamorsare
4	3	D	—	30,4	27,5	98,15	—	—	60	7	67	reamorsare
5	3	D	—	32	27,5	95,2	—	—	60	16	76	reamorsare
6	3	D		30	27,5	—	—	—	60	14	74	—
7	4	ID	28,5	103	27,5	69,7	127	131	66	14	80	reamorsare
8	4	ID	28,5	103	27,5	85,2	127	131	66	13	79	reamorsare
9	4	ID	28,5	102,2	27,5	72,3	127	130	66	9	75	reamorsare
10	4	ID	28,5	100	27,5	92,4	127	122	66	2	68	reamorsare
11	4	ID	28,5	102	27,5	110	127	113	66	—	—	reamorsare
12	4	ID	28,5	102	27,5	61,9	127	110	66	—	—	reamorsare
13	2	D	—	103	27,5	—	—	—	60	12	72	—
14	2	D	—	102,2	27,5	126,5	—	—	60	6	66	reamorsare
15	2	D	—	100	27,5	71,1	—	—	60	26	86	reamorsare
16	2	D	—	100	27,5	—	—	—	60	24	84	—
17	2	D	—	103	27,5	—	—	—	60	22	82	—
18	2	D	—	103	27,5	—	—	—	60	21	81	—
19	2	D	—	103	27,5	—	—	—	60	21	81	—
20	2	D	—	102	27,5	—	—	—	60	19	79	—

Tabelul 2

Rezultate experimentale la comutația unei baterii multiple de condensatoare, obținute pe model

Nr. osc.	φ_t [°]	f_t [Hz]	i_{ts1} [A]	i_{ts2} [A]	i_t [A]	k_{s1}	k_{s2}	φ_1 [°]	f_1 [Hz]	i_{1s1} [A]	i_{1s2} [A]	i_1 [A]	k_{s1}	k_{s2}	φ_2 [°]	f_2 [Hz]	i_{2s1} [A]	i_2 [A]	k_{s1}
1	25,1	181,81	1,55		1,21	1,2		25,1	187	1	1,85	0,55	1,8	3,3	36,8	125	1,54	0,43	3,5
2	9	384,6	1,47	2,33	1,32	1,1	1,7	9	187,5	1,08	1,89	0,57	1,9	3,3	30,0	400	0,84	0,45	1,8
3	9	181,81	1,03	0,94	1,29	0,8	0,7	9	200	1,04	1,85	0,59	1,7	3,1	63,0	166	1,56	0,48	3,2
4	3,6	187,5	1,39	1,86	0,32	4,3	5,8	3,6	187,5	0,92	2,98	0,57	1,6	5,2	72,0	133	1,93	0,44	4,3
5	30	181,81	2,02	1,94	1,29	1,5	1,5	30	187,5	1,45	2,21	0,57	2,5	4,8	90,0	200	1,79	0,44	4
6	27	192,3	2,8	1,78	1,29	2,1	1,3	27	200	0,92	2,98	0,57	1,6	5,2	59,4	150	1,82	0,44	4,1
7	27	210	1,55	2,17	1,32	1,1	1,6	27	176	0,80	2,90	0,57	1,4	5,0	90,0	200	2,12	0,45	4,7
8	7,2	181,81	1,24	2,48	1,15	1,7	2,1	7,2	300	1,04	1,37	0,57	1,8	2,4	32,4	117	1,24	0,44	2,79
9	35	181,81	1,02	1,80	1,32	1,5	1,4	35	187	1,28	0,72	0,59	2,1	1,2	17,5	300	0,47	0,44	1,06
10	16	200	1,73	1,78	1,29	1,3	1,3	16	187,5	1,12	2,57	0,57	1,9	4,5	81,0	176	1,90	0,43	4,42

Curenții de închidere sînt curenții tranzitorii de înaltă frecvență și de mare amplitudine care supun întreruptorul la solicitări mecanice. Reducerea acestor solicitări se poate face prin dimensionarea circuitului de încercare cu o inductanță mare [10, 13]. La deconectare se constată prezența unui număr mare de reamorsări scurte care au dus la apariția unor supratensiuni de comutație, ce solicită dielectric aparatul.

Realizarea unor caracteristici cinematice optime (viteze mai mari la deschiere) pentru întreruptor, înlătură apariția reamorsărilor în camera de stingere [10].

Deoarece normele actuale de încercare [9] nu elucidează în mod convingător rezultatele încercării se propune revizuirea și completarea lor pentru bateria unică de condensatoare și elaborarea unor norme pentru încercarea în regim de baterie multiplă.

6. Modelarea comutației bateriilor de condensatoare

Plecînd de la datele concrete ale schemei de încercare în regim capacitiv din Laboratorul de mare putere „Electroputere", în cadrul Laboratorului de aparate electrice al Facultății de electrotehnică din Craiova s-a realizat un echipament care modelează încercarea atît în regim de baterie simplă, cît și multiplă. Schema electrică de principiu este prezentată în figura 6 și cuprinde: un transformator de rețea de 220 V/150 V, $S = 150$ VA, $f = 50$ Hz; o inductanță $L = 85 \cdot 10^{-3}$ H; condensatoarele $C_A = 10$ μF/160 V și $C_B = 10$ μF/160 V; un releu cu contacte de mercur 15 A/150 V și șunturile S_A, S_B și S_{A+B}. Echipamentul mai cuprinde un circuit de alimentare a cărui schemă electrică

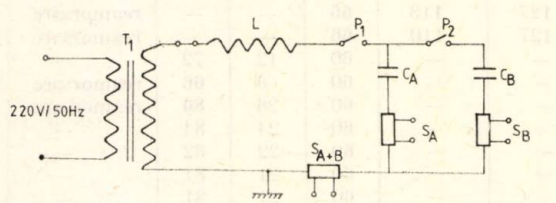


Fig. 6. Schema echivalentă a echipamentului pentru modelarea proceselor de comutație a bateriilor de condensatoare.

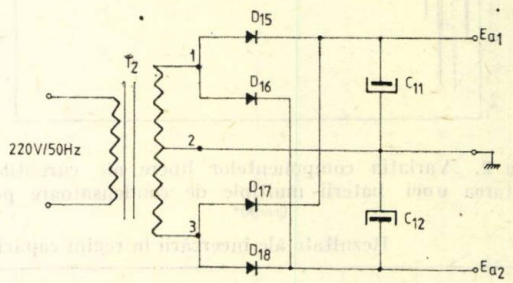


Fig. 7. Schema electrică de alimentare a echipamentului.

este prezentată în figura 7 și un circuit electric de comandă. Rezultate obținute experimental sînt prezentate în tabelul 2, în care: φ_t — faza tensiunii în momentul conectării; i_1, i_2 = curenții prin cele două ramuri; i_t = curentul total; i_s = componenta liberă a curentului tranzitoriu.

7. Concluzii

Considerată cîndva o cerință de excepție, comutația curenților capacitivi a devenit în prezent un regim normal de funcționare pentru întreruptoarele de medie tensiune.

Studiul regimului capacitiv s-a impus pe de o parte datorită creșterii continue a puterilor instalate de baterii de condensatoare care face dificilă alegerea optimă a aparatelor de comutație, iar pe de altă parte datorită caracterului

specific al solicitărilor la care este supus aparatul care comută, cît și echipamentul adiacent.

În acest sens lucrarea scoate în evidență principalele fenomene și mărimi electrice care pe durata regimului tranzitoriu fixează nivelul de solicitare pentru aparatul de comutație, bateria propriu-zisă și rețeaua electrică.

În concordanță cu prezentarea fenomenelor fizice s-a făcut analiza fenomenelor tranzitorii care au loc la conectarea bateriilor multiple de condensatoare pe baza unui program conceput și rulat pe calculatorul numeric, stabilindu-se astfel și o serie de diagrame pentru variația curentului la conectare.

Încercările de rupere a curenților capacitivi (bateria unică) utilizînd întreruptoare de medie tensiune (tip IUP-27,5 kV/1 250 A) pun în evidență o serie de fenomene fizice care solicită dinamic și dielectric aparatul peste valorile normale regimului de sarcină activă. Aceasta impune din partea uzinei producătoare garantarea performanțelor inclusiv pentru anduranță electrică, datorită gradului de uzură mare a contactelor.

De asemenea, apare necesară revizuirea standardului actual, pentru încercările de rupere a curenților bateriei unice de condensatoare, stabilindu-se nivelul admisibil al solicitărilor și gradului de uzură al contactelor și elaborarea unui standard pentru bateria multiplă de condensatoare.

Datorită faptului că încercările reale în laboratoare și stații de încercări presupun o serie de instalații complexe și sînt în general costisitoare pentru a permite efectuarea unor analize și prelucrări statistice s-a realizat un echipament care modelează comutația bateriilor de condensatoare, utilizat cu rezultate bune atît în activitatea de cercetare, cît și în activitatea didactică.

Bibliografie

[1] *Spiegler, A.* Exploatarea și eficiența bateriilor de condensatoare automate, Secț. C, Aparataj și echipamente electrice de joasă, medie și înaltă tensiune, vol. 2, București, 4—6 noiembrie 1976.

[2] *Onu, V., Bădescu, I., Curcanu, G.* Studiul comutației bateriilor de condensatoare folosind întreruptoare de medie tensiune. In : Comunicări tehnice, Electroputere, 1975.

[3] *Seidel, St.* ș.a. Condensatoare în electroenergetică (trad. din lb. polonă). București, Editura tehnică, 1966.

[4] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice (trad. din lb. engleză). București, Editura tehnică, 1959.

[5] *Riulescu, I., Lăzărescu, R.* Conectarea bateriilor de condensatoare. În : E.E.A. Electrotehnica, 24, nr. 4, 1976.

[6] *Sasu, M.* ș.a. Analiza unor procese tranzitorii din rețele electrice cu ajutorul calculatorului analogic. În : E.E.A. Electrotehnica, 24, nr. 1, 1976.

[7] *Iacobescu, Gh., Iordănescu, I., Tudose, M.* Rețele și sisteme electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1979.

[8] *Horlopan, G.* Aparate electrice. București. Editura didactică și pedagogică, 1967.

[9] * * * STAS 3686/5—74. Întreruptoare pentru tensiuni alternative peste 1 kV. Metode de încercări funcționale în sarcină.

[10] *Curcanu, G., Tușaliu, P., Defta, M.* Studiul comutației bateriilor de condensatoare utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune și pe model fizic. În : Referate tehnico-științifice. Electroputere, Craiova, 1981.

[11] *Ahlgren, L., Bergström, L. R.* Considérations sur la comande de condensateurs au moyen de disjoncteurs a petit volume d'huile de 10 a 40 kV. Conférence Internationale des Grads Réseaux Électriques, à Haute Tension, Paris, 1962.

[12] *Kopainsky, J., Ruoss, E.* La coupure de faibles courants inductifs et capacitifs dans les reseaux à haute tension. In : Rev. Brown Boveri, nr. 4, 1979.

[13] *Curcanu, G., Tușaliu, P., Onu, V.* Comutația curenților inductivi și capacitivi utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune. La : Sesiunea jubiliară de 30 de ani de învățămînt tehnic superior la Craiova, 27—28. VI. 1981.

621·314.571·012.001.24 : 621.313.333

INVERTOR
MAȘINĂ ASINCRONĂ
ECUAȚII DIFERENȚIALE

Studiul sistemului invertor-mașină asincronă prin rezolvarea numerică directă a ecuațiilor diferențiale

MIHAI CERNAT * — BRAȘOV

În timpul proceselor tranzitorii, în sistemele cu motoare asincrone alimentate prin invertoare pot să apară solicitări mecanice și electrice care depășesc de cîteva ori solicitările respective în regim cvasistaționar. Cunoașterea acestor solicitări, respectiv a curbelor de variație în timp a curenților cuplului și turației este foarte importantă pentru dimensionarea corectă a elementelor componente ale sistemului de acționare și mai ales a sistemului invertor-motor asincron.

În lucrare se prezintă o metodă directă de integrare a sistemului de ecuații diferențiale ale unui sistem invertor-motor asincron și se studiază comportarea invertorului și motorului asincron în timpul procesului tranzitoriu de pornire în gol. Metoda prezentată permite stu-

* Catedra de electrotehnică și mașini electrice a Universității din Brașov.

diul diferitelor fenomene tranzitorii care apar la funcţionarea sistemului invertor-maşină asincronă.

1. Modelarea maşinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit

Se consideră o maşină asincronă la care în crestăturile statorului se află bobinele unei înfăşurări trifazate simetrice. Colivia rotorică va fi înlocuită cu o înfăşurare trifazată fictivă, ale cărei bobine, aşezate simetric în crestăturile rotorului, sînt conectate în scurtcircuit [1, 2, 3, 4].

Se admit următoarele ipoteze simplificatoare :

a) statorul şi rotorul au înfăşurări simetrice, dispuse simetric în crestături ;

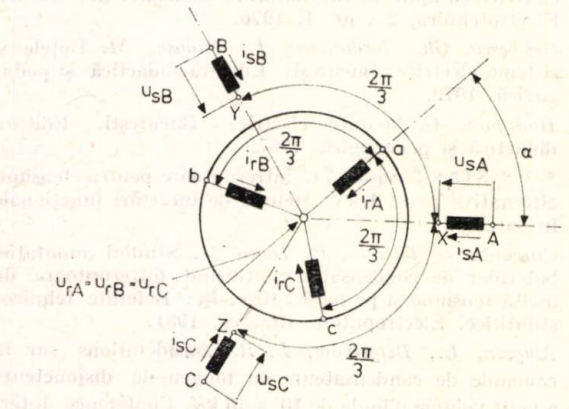


Fig. 1. Schema electrică echivalentă a înfăşurărilor maşinii asincrone.

b) mărimile rotorice se raportează la stator, raportul numerelor de spire este considerat unitar ;

c) se neglijează refularea curentului ;

d) starea de saturaţie a maşinii se consideră invariabilă ;

e) la stabilirea inductanţelor ciclice utile se va lua în calcul numai armonica fundamentală de spaţiu a inducţiei magnetice în întrefier.

Schema echivalentă a înfăşurărilor maşinii asincrone poate fi reprezentată ca în figura 1.

În figura 1 s-au folosit următoarele notaţii :

u_s, u_r — tensiunea la bornele unei faze a înfăşurării statorice, respectiv rotorice ;

i_s, i_r — intensitatea curentului printr-o fază a înfăşurării statorice, respectiv rotorice ;

α — unghiul dintre axele a două înfăşurări corespunzătoare statorică şi rotorică.

Ecuaţiile maşinii asincrone, sub formă matriceală sînt :

$$[u] = [R]\ [i] - \frac{\mathrm{d}[\Psi]}{\mathrm{d}t},$$

$$[\Psi] = [L]\ [i], \qquad (1\ \text{a, b})$$

unde matricele respective sînt :

$$[u] = \begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \\ u_{rA} \\ u_{rB} \\ u_{rC} \end{bmatrix}; \quad [i] = \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix}; \quad [\Psi] = \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \\ \Psi_{rA} \\ \Psi_{rB} \\ \Psi_{rC} \end{bmatrix}; \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & & & & & \\ & R_s & & & & \\ & & R_s & & & \\ & & & R_r & & \\ & & & & R_r & \\ & & & & & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} M_L + L_{\sigma s} & -\frac{1}{2}M_L & -\frac{1}{2}M_L & a\,M_L & c\,M_L & b\,M_L \\ -\frac{1}{2}M_L & M_L + L_{\sigma s} & -\frac{1}{2}M_L & b\,M_L & a\,M_L & c\,M_L \\ -\frac{1}{2}M_L & -\frac{1}{2}M_L & M_L + L_{\sigma s} & c\,M_L & b\,M_L & a\,M_L \\ a\,M_L & b\,M_L & c\,M_L & M_L + L_{\sigma r} & -\frac{1}{2}M_L & -\frac{1}{2}M_L \\ c\,M_L & a\,M_L & b\,M_L & -\frac{1}{2}M_L & M_L + L_{\sigma r} & -\frac{1}{2}M_L \\ b\,M_L & c\,M_L & a\,M_L & -\frac{1}{2}M_L & -\frac{1}{2}M_L & M_L + L_{\sigma r} \end{bmatrix}$$

(2a, b. c. d, e)

În matricele $[\Psi]$, $[R]$, $[L]$ s-au folosit notaţiile :

Ψ_s, Ψ_r — fluxul înlănţuit de o fază a înfăşurării statorice, respectiv rotorice ;

R_s, R_r — rezistenţa unei faze a înfăşurării statorice, respectiv rotorice ;

$L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ — inductanţa de dispersie a unei faze a înfăşurării statorice, respectiv rotorice ;

M_L — inductanţă de cuplaj mutual între înfăşurările statorice şi rotorice ;

a, b, c — coeficienţi de cuplaj mutual.

Mărimea M_L este dată de relaţia :

$$M_L = \frac{2}{3} L_{sr}, \qquad (3)$$

unde mărimea L_{sr} este inductanţa ciclică utilă a înfăşurărilor statorică şi rotorică.

Coeficienţii de cuplaj mutual a, b şi c au respectiv expresiile :

$$a = \cos\ \alpha\ ;\quad b = \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$c = \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right). \qquad (4\ \text{a, b, c})$$

Înlocuind relaţia (1b) în relaţia (1a) rezultă :

$$[u] = [R]\ [i] - [L]\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]\right) - \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]\right)[i]. \qquad (5)$$

Acestei relaţii matriceale i se adaugă ecuaţiile de mişcare :

$$\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t} - p\Omega = 0, \qquad (6)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_{em} - M_{rez}}{J_m}, \qquad (7)$$

unde s-au folosit notaţiile:

Ω — viteza unghiulară a rotorului;
M_{em} — cuplul electromagnetic;
M_{rez} — cuplul rezistent la arbore;
J_m — momentul de inerţie al rotorului;
p — numărul de perechi de poli.

Expresia cuplului electromagnetic este:

$$M_{em} = -pM_L\Big[(i_{sA}i_{rA} + i_{sB}i_{rB} + i_{sC}i_{rC})\sin\alpha + (i_{sA}i_{rB} + i_{sB}i_{rC} + i_{sC}i_{rA})\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + (i_{sA}i_{rC} + i_{sB}i_{rA} + i_{sC}i_{rB})\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\Big]. \qquad (8)$$

Relaţiile (5), (6) şi (7) constituie sistemul de ecuaţii diferenţiale care caracterizează funcţionarea maşinii asincrone.

2. Modelarea invertorului

Se consideră un invertor trifazat tip paralel avînd schema din figura 2. Bobina B_d de rezistenţă R_d şi inductanţa L_d are rolul de a împiedica variaţiile bruşte ale intensităţii curentului debitat de sursa de curent continuu. Condensatoarele K_A, K_B, K_C de capacitate K_c asigură blocarea tiristoarelor [5].

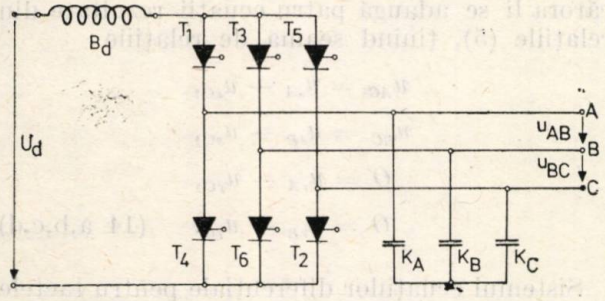


Fig. 2. Schema electrică a invertorului trifazat tip paralel.

Tiristoarele T_1, T_2,..., T_6 trec în stare de conducţie, respectiv în stare de blocare, în conformitate cu diagrama din figura 3, în care s-a notat cu cifra 1 starea de conducţie şi cu cifra 0 starea de blocare.

Se poate observa că în funcţionarea invertorului există şase tipuri de tacte care se repetă unul după celălalt. Se poate stabili o analogie perfectă între tactele cu număr de ordine aparţinînd aceleiaşi clase de resturi modulo 6 şi anume C_0, C_1, C_2, C_3, C_4 şi C_5. Tactele cu numărul de ordine aparţinînd clasei C_0 vor fi considerate de tipul 1, cele cu numărul de ordine aparţinînd clasei C_1 vor fi considerate de tipul 2 ş.a.m.d.

Deoarece frecvenţa de comutaţie este relativ scăzută (mai mică decît 1 kHz) se vor neglija fenomenele de comutaţie. Tiristoarele vor fi considerate ventile semicomandate cu caracteristici idealizate (în stare de conducţie căderea de tensiune pe ventil este nulă: în stare de blocare intensitatea curentului prin ventil este nulă).

Limitele intervalului de timp	Tiristor / Tipul tactului	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
0 ; T/6	1	1	1	0	0	0	0
T/6 ; 2T/6	2	0	1	1	0	0	0
2T/6 ; 3T/6	3	0	0	1	1	0	0
3T/6 ; 4T/6	4	0	0	0	1	1	0
4T/6 ; 5T/6	5	0	0	0	0	1	1
5T/6 ; T	6	1	0	0	0	0	1

Fig. 3. Diagrama de funcţionare a invertorului.

Cu aceste ipoteze, schema echivalentă a invertorului este cea reprezentată în figura 4. Tiristoarele au fost înlocuite cu contacte cu caracteristici idealizate.

Ţinînd seama de schema echivalentă a invertorului (fig. 4) şi de diagrama de funcţionare a invertorului (fig. 3), pentru tactele de tipul 1 rezultă schema topologică din figura 5. În această schemă, cu linie întreruptă au fost reprezentate laturile prin care, în tactele de tipul 1, nu circulă curenţi şi cu linie groasă a fost reprezentat arborele reţelei.

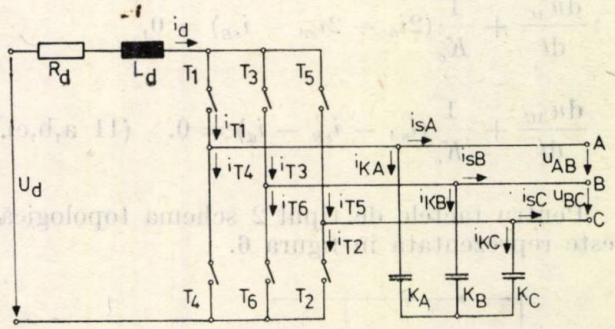


Fig. 4. Schema electrică echivalentă a invertorului.

Pe schema topologică din figura 5 au fost reprezentate şi sensurile curenţilor prin laturi.

Ecuaţiile tensiunilor corespunzătoare tactelor de tipul 1 sînt următoarele:

$$R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + u_{AC} - U_d = 0,$$

$$\frac{du_{AC}}{dt} + \frac{i_{KC}}{K_c} - \frac{i_{KA}}{K_c} = 0,$$

$$\frac{du_{AB}}{dt} + \frac{i_{KB}}{K_c} - \frac{i_{KA}}{K_c} = 0. \quad (9\ a,b,c)$$

Ecuaţiile curenţilor corespunzătoare aceluiaşi tip de tact sînt următoarele:

$$i_d = i_{sA} + i_{KA} = -i_{sC} - i_{KC},$$

$$i_{sB} = -i_{KB}. \quad (10\ a,b)$$

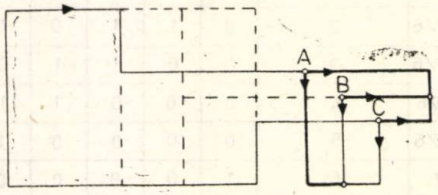


Fig. 5. Schema topologică a reţelei din figura 4, corespunzătoare tactelor de tipul 1.

Se aleg drept necunoscute mărimile i_d, i_{sA}, i_{sB}, u_{AC}, u_{AB} şi sistemul de ecuaţii care caracterizează funcţionarea invertorului în tacte de tipul 1 este:

$$R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + u_{AC} - U_d = 0,$$

$$\frac{du_{AC}}{dt} + \frac{1}{K_c}(2i_d - 2i_{sA} - i_{sB}) = 0,$$

$$\frac{du_{AC}}{dt} + \frac{1}{K_c}(i_{sA} - i_{sB} - i_d) = 0. \quad (11\ a,b,c).$$

Pentru tactele de tipul 2 schema topologică este reprezentată în figura 6.

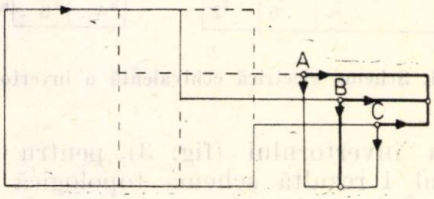


Fig. 6. Schema topologică a reţelei din figura 4, corespunzătoare tactelor de tipul 2.

Sistemul de ecuaţii care caracterizează funcţionarea invertorului în tactele de tipul 2, alegînd drept necunoscute mărimile i_d, i_{sB}, i_{sA}, u_{BC}, u_{BA}, este:

$$R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + u_{BC} - U_d = 0,$$

$$\frac{du_{BC}}{dt} + \frac{1}{K_c}(2i_d - 2i_{sB} - i_{sA}) = 0,$$

$$\frac{du_{BA}}{dt} + \frac{1}{K_c}(i_{sB} - i_{sA} - i_d) = 0. \quad (12\ a,b,c)$$

În mod analog se scrie sistemul de ecuaţii care caracterizează funcţionarea invertorului în tactele de celelalte tipuri.

Matricele necunoscutelor în cele şase tipuri de tacte se aleg astfel încît elementele matricelor coeficienţilor să rămînă neschimbate de la un tact la altul.

Matricele necunoscutelor în cele şase tipuri de tacte sînt următoarele:

m=1	m=2	m=3	m=4	m=5	m=6
i_d	i_d	i_d	i_d	i_d	i_d
i_{sA}	i_{sB}	i_{sB}	i_{sC}	i_{sC}	i_{sA}
i_{sB}	i_{sA}	i_{sC}	i_{sB}	i_{sA}	i_{sC}
u_{AC}	u_{BC}	u_{BA}	u_{CA}	u_{CB}	u_{AB}
u_{AB}	u_{BA}	u_{BC}	u_{CB}	u_{CA}	u_{AC}

(13 a,b,c,d,e,f)

unde mărimea m reprezintă tipul tactului.

3. Ecuaţiile diferenţiale ale sistemului invertor-maşină asincronă

Sistemul invertor-maşină asincronă este format dintr-un invertor de tip paralel (figura 2) şi o maşină asincronă (figura 1). Sistemul ecuaţiilor diferenţiale pentru tactele de tip 1 este format din ecuaţiile (11), ecuaţiile (6) şi (7), cărora li se adaugă patru ecuaţii rezultate din relaţiile (5), ţinînd seama de relaţiile:

$$u_{AC} = u_{sA} - u_{sC},$$

$$u_{BC} = u_{sB} - u_{sC},$$

$$O = u_{rA} - u_{rC},$$

$$O = u_{rB} - u_{rC}. \quad (14\ a,b,c,d)$$

Sistemul ecuaţiilor diferenţiale pentru tactele de tipul 1 poate fi scris sub forma matriceală:

$$[XXI]\,[Y] + [XI]\frac{d}{dt}[Y] = [B], \quad (15)$$

unde matricele respective sînt:

$$[XXI] = \begin{bmatrix} R_d & & & & & 1 & & \\ \frac{2}{K_c} & -\frac{2}{K_c} & -\frac{1}{K_c} & & & & & \\ -\frac{1}{K_c} & \frac{1}{K_c} & -\frac{1}{K_c} & & & & & \\ & 2R_s & R_s & & & -1 & & \\ & -R_s & R_s & & & & 1 & \\ & & & R_r & R_r & & & \\ & & & R_r & 2R_r & & & \\ & & & & & & & -p \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{rA} \\ i_{rB} \\ u_{AC} \\ u_{AB} \\ \alpha \\ \Omega \end{bmatrix}$$

(16 a,b)

(16 c, d)

$$[XI]=\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|}\hline L_d & & & & & & & \\ \hline & & & & & -1 & & \\ \hline & & & & & & 1 & \\ \hline & 2L_1 & L_1 & 3M_{La} & -3M_{Lb} & & & 3M_L(d\,Y(4)-e\,Y(5)) \\ \hline & -L_1 & L_1 & 3M_{Lb} & -3M_{Lc} & & & 3M_L(e\,Y(4)-f\,Y(5)) \\ \hline & -3M_{Lc} & 3M_{Lb} & L_2 & -L_2 & & & 3M_L(e\,Y(3)-f\,Y(2)) \\ \hline & -3M_{Lb} & 3M_{La} & L_2 & 2L_2 & & & 3M_L(d\,Y(3)-e\,Y(2)) \\ \hline & & & & & & 1 & \\ \hline & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad [B]=\begin{array}{|c|}\hline U_d \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline MJ \\ \hline \end{array}$$

În matricea [XI] s-au folosit notațiile:

$$L_1 = \frac{3}{2} M_L + L_{\sigma s},$$

$$L_2 = \frac{3}{2} M_L + L_{\sigma r}, \qquad (17\ a,b)$$

$$d = -\sin\alpha,$$

$$e = -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$f = -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right). \qquad (18\ a,b,c)$$

În matricea [B] s-a folosit notația:

$$MJ = (M_{em} - M_{rez})/J_m. \qquad (19)$$

Scriind ecuația matriceală (15) pentru celelalte tipuri de tacte rezultă că elementele matricelor [XXI] și [B] nu se modifică la trecerea de la un tact la altul.

Matricea [XI] se modifică și anume poate avea două structuri. În cazul tactelor cu număr de ordine impar, structura matricei [XI] este dată de relația (16 c). În cazul tactelor cu număr de ordine par structura matricei [XI] este următoarea:

$$[XI]=\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|}\hline L_d & & & & & & & \\ \hline & & & & & -1 & & \\ \hline & & & & & & 1 & \\ \hline & 2L_1 & L_1 & 3M_{La} & -3M_{Lc} & & & 3M_L(dY(4)-fY(5)) \\ \hline & -L_1 & L_1 & 3M_{Lc} & -3M_{Lb} & & & 3M_L(fY(4)-eY(5)) \\ \hline & -3M_{Lb} & 3M_{Lc} & L_2 & -L_2 & & & 3M_L(fY(3)-fY(2)) \\ \hline & -3M_{Lc} & 3M_{La} & L_2 & & & & 3M_L(dY(3)-eY(2)) \\ \hline & & & & & & 1 & \\ \hline & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \qquad (20)$$

Matricea [Y] are, așa cum s-a arătat anterior, șase structuri diferite și anume:

m=1	m=2	m=3	m=4	m=5	m=6
i_d	i_d	i_d	i_d	i_d	i_d
i_{sA}	i_{sB}	i_{sB}	i_{sC}	i_{sC}	i_{sA}
i_{sB}	i_{sA}	i_{sC}	i_{sB}	i_{sA}	i_{sC}
i_{rA}	i_{rB}	i_{rB}	i_{rC}	i_{rC}	i_{rA}
i_{rB}	i_{rA}	i_{rC}	i_{rB}	i_{rA}	i_{rC}
u_{AC}	u_{BC}	u_{BA}	u_{CA}	u_{CB}	u_{AB}
u_{AB}	u_{BA}	u_{BC}	u_{CB}	u_{CA}	u_{AC}

(21 a, b, c, d, e, f)

Schema logică a programului de calcul al soluțiilor sistemului de ecuații diferențiale (15) este reprezentată în figura 7. S-au utilizat două subprograme standard din biblioteca IBM, unul pentru rezolvarea sistemelor de ecuații

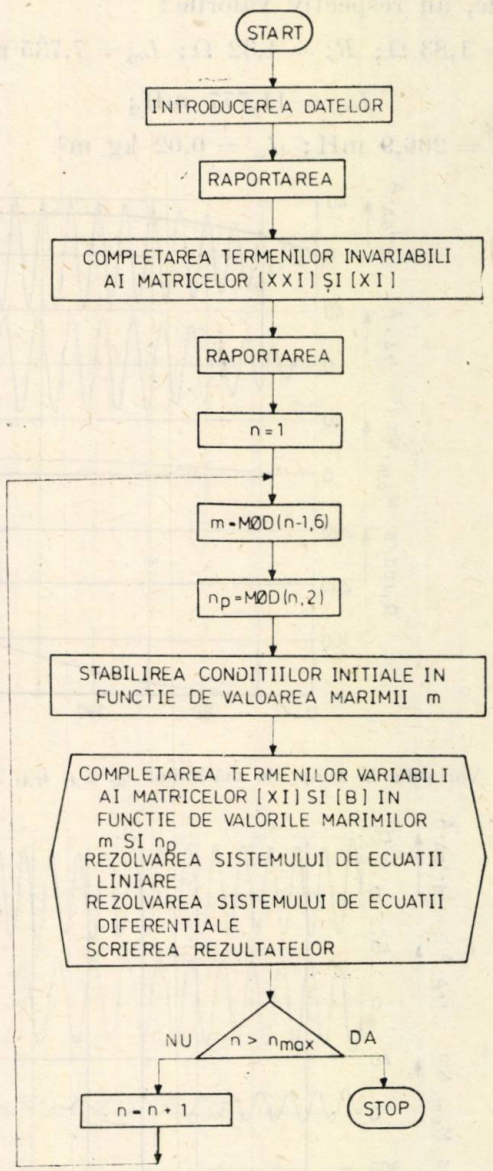


Fig. 7. Schema logică a programului de calcul.

diferențiale (SUBROUTINE RK GS sau SUBROUTINE HPCG) și celălalt pentru rezolvarea sistemelor de ecuații liniare (SUBROUTINE GELG).

4. Rezultate obținute

Calculele au fost făcute pentru un motor asincron aparținînd seriei normale și avînd următoarele valori ale parametrilor nominali:

$P_N = 3{,}5$ kW; $U_N = 380$ V; $f_N = 50$ Hz;

$$n_1 = 3\,000 \frac{\text{rot}}{\text{min}} \; (p = 1);$$

$$\cos\varphi_N = 0{,}9; \quad \eta = 0{,}85.$$

Alţi parametri ai motorului, care intervin în calcule, au respectiv valorile:

$R_s = 1{,}83\ \Omega$; $R_r = 1{,}32\ \Omega$; $L_{\sigma s} = 7{,}735$ mH;

$L_{\sigma r} = 11{,}777$ mH;

$M_L = 206{,}9$ mH; $J_m = 0{,}02$ kg m^2.

Calculele au fost făcute cu mărimi raportate. Mărimile de referinţă au respectiv valorile:

$U_0 = 100$ V; $I_0 = 25$ A; $\omega_0 = 314$ rad/s.

Eroarea maxim admisibilă asupra soluţiei sistemului de ecuaţii diferenţiale a fost de 10^{-8}, iar eroarea relativă admisibilă asupra soluţiei sistemului de ecuaţii liniare a fost de 10^{-20}.

S-au obţinut variaţiile în timp ale curenţilor, tensiunilor, cuplului şi turaţiei. În figura 8 au fost reprezentate variaţiile în timp ale mări-

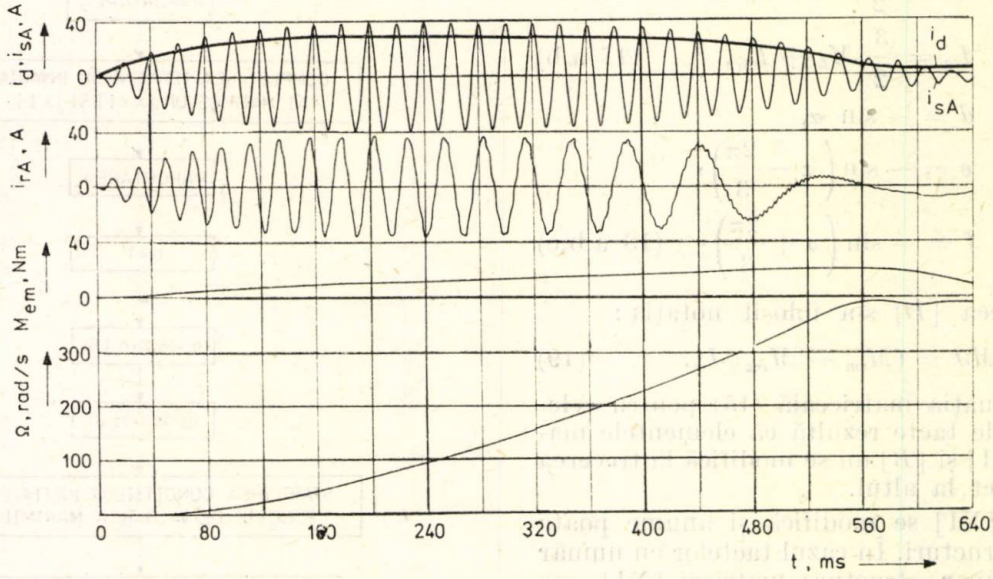


Fig. 8. Variaţiile în timp ale mărimilor i_d, i_{sA}, i_{rA}, M_{em}, Ω la pornirea în gol a motorului asincron alimentat prin invertor.

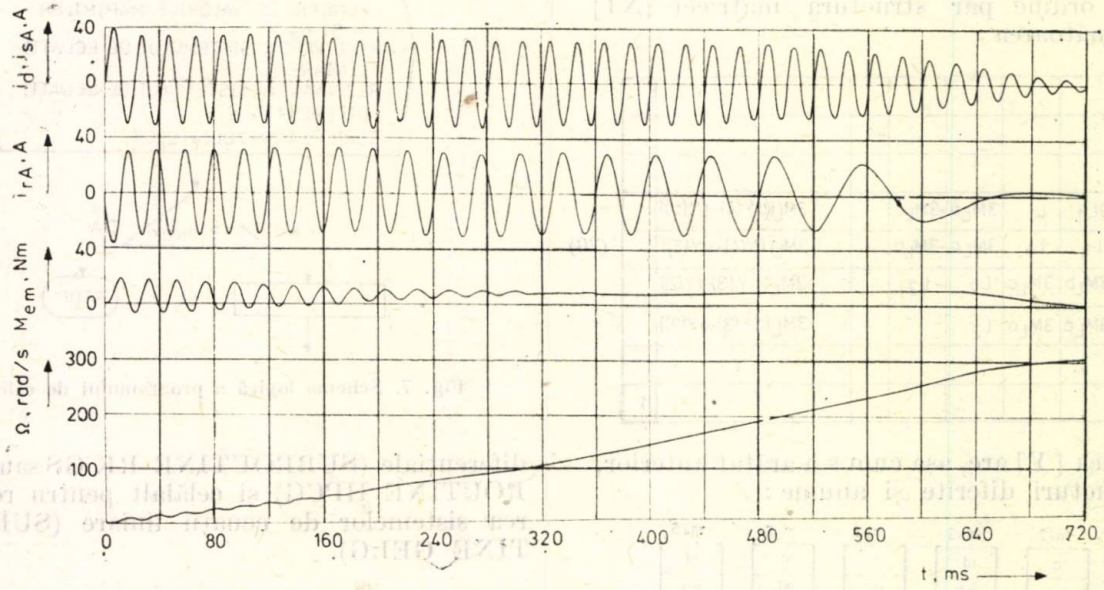


Fig. 9. Variaţiile în timp ale mărimilor i_{sA}, i_{rA}, M_{em}, Ω la pornirea în gol a motorului asincron alimentat de la reţea.

Parametrii invertorului au următoarele valori:

$R_d = 5\Omega$; $L_d = 789$ mH; $U_d = 400$ V;

$K_c = 90\mu$F.

milor i_d; i_{sA}; i_{rA}; M_{em}; Ω în timpul pornirii în gol a motorului. Pentru comparaţie în figura 9 au fost reprezentate variaţiile aceloraşi mărimi în cazul alimentării de la reţea a motorului asincron.

Concluzii

Metoda de calcul prezentată oferă posibilitatea de a se studia cu o bună aproximație toate regimurile tranzitorii care pot să apară la funcționarea sistemului invertor-motor și anume pornirea în gol, pornirea în sarcină, șocul de sarcină, diferite scurtcircuite etc. În acest fel se pot stabili valorile maxime ale curenților și tensiunilor, ceea ce permite dimensionarea corectă a elementelor schemei (tiristoare, elementele circuitelor de comutație). În adevăr, condițiile de funcționare ale sistemului invertor-mașină asincronă diferă în regimurile tranzitorii de cele din regim stabilizat, mai ales datorită faptului că tensiunea la bornele condensatoarelor care asigură blocarea tiristoarelor poate avea o valoare insuficientă.

Durata calculelor este relativ redusă. De exemplu, durata calculelor pentru pornirea în gol a motorului asincron a fost de aproximativ 3 ore, mult mai mică decît în cazul altor metode.

Comparînd formele de undă reprezentate în figurile 8 și 9 se poate observa că pornirea motorului asincron durează aproximativ 800 ms în cazul alimentării de la rețea și aproximativ 700 ms în cazul alimentării prin invertor. Formele de undă ale curenților statorici și rotorici în cele două cazuri sînt asemănătoare. În cazul pornirii prin invertor se poate observa un proces tranzitoriu de „pornire" a invertorului avînd durata aproximativă de 200 ms.

Valoarea maximă a curentului statoric se realizează în prima semiperioadă, în cazul pornirii de la rețea și numai după „pornirea" invertorului, în cazul pornirii prin invertor. Valorile maxime ale curentului statoric sînt aproximativ egale în cele două cazuri.

Notații utilizate

a, b, c — coeficienții de cuplaj mutual ai înfășurărilor mașinii asincrone;

d, e, f — coeficienții de cuplaj mutual ai înfășurărilor mașinii asincrone;

i_d — intensitatea curentului debitat de sursa de curent continuu;

i_{KA}, i_{KB}, i_{KC} — intensitățile curenților prin cele trei condensatoare de comutație ale invertorului;

i_{rA}, i_{rB}, i_{rC} — intensitățile curenților prin cele trei faze ale rotorului mașinii asincrone;

i_{sA}, i_{sB}, i_{sC} — intensitățile curenților prin cele trei faze ale statorului mașinii asincrone;

J_m — momentul de inerție al rotorului mașinii asincrone;

K_c — capacitatea condensatoarelor de comutație ale invertorului;

L_{sr} — inductanța ciclică utilă a înfășurărilor statorică și rotorică ale mașinii asincrone;

$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ — inductanța de dispersie a unei faze a înfășurării statorice respectiv rotorice ale mașinii asincrone;

M_L — inductanța mutuală de cuplaj a mașinii asincrone;

M_{em} — cuplul motor al mașinii asincrone;

M_{rez} — cuplul rezistent la arborele mașinii asincrone;

m — numărul tactului în cadrul perioadei (tipul tactului);

n — numărul tactului în general;

n_{max} — numărul maxim de tacte la integrarea sistemului de ecuații diferențiale;

n_p — indice de paritate a tactului;

p — numărul de perechi de poli ai cîmpului magnetic în întrefierul mașinii asincrone;

R_d, L_d — rezistența, respectiv inductanța bobinei de netezire;

R_s, R_r — rezistența unei faze a înfășurării statorice, respectiv rotorice ale mașinii asincrone;

T — perioada;

t — timpul (variabila independentă);

U_d — tensiunea la bornele sursei de curent continuu;

U_0, I_0, ω_0 — mărimi de referință;

u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} — tensiunile la bornele înfășurărilor statorice, ale mașinii asincrone (tensiuni de linie);

u_{rA}, u_{rB}, u_{rC} — tensiunile la bornele înfășurărilor rotorice ale mașinii asincrone (tensiuni de fază);

u_{sA}, u_{sB}, u_{sC} — tensiunile la bornele înfășurărilor statorice ale mașinii asincrone (tensiuni de fază);

α — unghiul dintre axele a două înfășurări corespunzătoare statorică și rotorică ale mașinii asincrone;

$\Psi_{rA}, \Psi_{rB}, \Psi_{rC}$ — fluxul înlănțuit de o fază a înfășurărilor rotorice ale mașinii asincrone;

$\Psi_{sA}, \Psi_{sB}, \Psi_{sC}$ — fluxul înlănțuit de o fază a înfășurărilor statorice ale mașinii asincrone;

Ω — viteza unghiulară a rotorului mașinii asincrone.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Ed. „Scrisul românesc", Craiova, 1975.

[2] *Franz, P.* Zur Dynamik von Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfiganker unter Berücksichtigung der Oberfelder und der Streufeldsättigung. Diss. TU München 1974.

[3] *Benzing, R.* Über den Einfluss von spannungseinprägenden Pulsumrichtern auf den Betrieb von Käfigläufermotoren. Diss. TH Darmstadt, 1978.

[4] *Takeuchi, T.T., Maeda, A., Jida, S.* Caracteristics of 3-Phase Induction Motor Controlled by 3-Phase Bridge-Type SCR Inverter. Research Reports of Tokyo Electrical Engineering College, No. 16, dec. 1968.

[5] *Nicolaide, A., Cernat, M.* Studiul invertorului trifazat prin rezolvarea numerică directă a ecuațiilor diferențiale. Lucrările sesiunii naționale „Optimizarea echipamentelor electrice și electronice", Universitatea din Brașov 1979.

CZ 621.3.014.3 : 621.3.015.2

REGIM TRANZITORIU
VARIABILE DE STARE
SURSE COMANDATE

Asupra ecuațiilor de stare ale circuitelor electrice cu surse comandate și elemente în exces

MIHAI IORDACHE * — BUCUREȘTI

Introducere

În general, în formularea ecuațiilor de stare ale circuitelor electrice sub formă normală se pleacă de la selectarea unui arbore (sau pădure, în cazul circuitelor neconexe), care trebuie să îndeplinească anumite condiții [1, 2, 3], numit uzual *arbore normal* (*AN*) *sau arbore de referință* (*AR*) (*pădure normală* (*PN*) *sau pădure de referință* (*PR*)).

Pentru existența unui astfel de arbore s-au enunțat și demonstrat o serie de teoreme de existență [1, 2], care asigură condițiile necesare și suficiente în care un circuit electric dat are un *AN*. Cînd cel puțin una din condițiile din teoremă nu este satisfăcută se spune că circuitul analizat nu are *AN* și metoda arborelui normal de formulare a ecuațiilor de stare sub formă normală (canonică) nu se aplică.

În cazul în care sursele comandate sînt simulate prin scheme echivalente alcătuite numai din elemente de circuit dipolare (rezistoare, nulatoare, noratoare, bobine etc.), pentru analiza topologică a circuitului se utilizează două grafuri, un graf de curent G^I și unul de tensiune G^U [2]. În cazul acesta, pentru formularea sistematică a ecuațiilor de stare în formă normală este necesară selectarea aceluiași arbore normal în cele două grafuri — numit *arbore normal comun* (*ANC*) (*pădure normală comună* (*PNC*), în cazul circuitelor neconexe).

În lucrare se arată că sînt situații în care, deși anumite condiții din teorema de existență a *ANC* nu sînt satisfăcute, totuși se pot formula ecuațiile de stare în formă normală.

Se vor studia cazurile cînd circuitul electric studiat contrazice condițiile teoremei de existență a *ANC*(*PNC*) prezentată în [2, 3] sau cele ale teoremei de existență a *AN* (*PN*) expusă în [1], deoarece circuitul conține unul din următoarele tipuri de elemente:

1 — surse comandate în curent la care curenții de comandă aparțin laturilor ce formează bucle independente de condensatoare (bucle de tip C_i) sau/și bucle independente de condensatoare și surse ideale independente de tensiune (SIIT) (bucle de tip $E_i - C_i$);

2 — bucle independente formate numai din condensatoare și surse de tensiune comandate (bucle de tip $C - E_c$) sau/și bucle independente alcătuite din: condensatoare, SIIT și surse de tensiune comandate (bucle de tip $C - E - E_c$);

3 — surse comandate în tensiune ale căror tensiuni de comandă aparțin laturilor ce formează suprafețe de secțiune independente formate numai din bobine ideale (suprafețe de secțiune de tip L_u) sau/și suprafețe de secțiune independente alcătuite numai din bobine și surse ideale independente de curent (SIIC) (suprafețe de secțiune de tip $L_u - J_u$);

4 — suprafețe de secțiune independente formate din bobine și surse de curent comandate (suprafețe de secțiune de tip $L - J_c$) sau/și suprafețe de secțiune independente alcătuite din: bobine ideale, SIIC și surse de curent comandate (suprafețe de secțiune de tip $L - J - J_c$).

Circuitele electrice care pot fi studiate în regim tranzitoriu cu metoda variabilelor de stare, prezentată în lucrare, pot conține: orice tip de element în exces, cuplaje magnetice, transformatoare ideale, toate cele patru tipuri de surse comandate diport, nulori, giratoare și în general orice element multiport de circuit care prezintă o schemă echivalentă cu elemente dipolare. De asemenea, circuitele analizate trebuie să satisfacă condițiile impuse de teorema de existență a *ANC* (*PNC*) din [2,3], cu excepția celor legate de unul din cele patru cazuri prezentate mai sus.

1. Formularea ecuațiilor de stare în forma normală

Pentru formularea ecuațiilor de stare se va utiliza metoda expusă în [2] cu modificările impuse de prezența unuia din cele patru tipuri de elemente prezentate în introducere.

Ținînd seama de partiționarea matricelor incidențelor esențiale (*MIE*) Λ, β asociate grafurilor G^I, respectivv G^U, teoremele lui Kirchhoff, pentru un circuit electric, care satisface teorema de existență a unui *ANC* (*PNC*) [2], se scriu sub forma:

TIK

$$\mathbf{i}_E = -\Lambda_{EC}\mathbf{i}_{Cc} - \Lambda_{ER}\mathbf{i}_{Rc} - \Lambda_{EL}\mathbf{i}_{Lc} - \Lambda_{EJ}\mathbf{i}_J, \quad (1a)$$

$$\mathbf{i}_{Ca} = -\Lambda_{CC}\mathbf{i}_{Cc} - \Lambda_{CR}\mathbf{i}_{Rc} - \Lambda_{CL}\mathbf{i}_{Lc} - \Lambda_{CJ}\mathbf{i}_J, \quad (1b)$$

$$\mathbf{i}_{Ra} = \Lambda_{RR}\mathbf{i}_{Rc} - \Lambda_{RL}\mathbf{i}_{Lc} - \Lambda_{RJ}\mathbf{i}_J, \quad (1c)$$

$$\mathbf{i}_{La} = -\Lambda_{LL}\mathbf{i}_{Lc} - \Lambda_{LJ}\mathbf{i}_J, \quad (1d)$$

* Institutul politehnic — București.

TIIK

$$\mathbf{u}_{Cc} = \boldsymbol{\beta}_{EC}^{T}\mathbf{u}_{E} + \boldsymbol{\beta}_{CC}^{T}\mathbf{u}_{Ca}, \tag{2a}$$

$$\mathbf{u}_{Rc} = \boldsymbol{\beta}_{ER}^{T}\mathbf{u}_{E} + \boldsymbol{\beta}_{CR}^{T}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}_{LR}^{T}\mathbf{u}_{Ra}, \tag{2b}$$

$$\mathbf{u}_{Lc} = \boldsymbol{\beta}_{EL}^{T}\mathbf{u}_{E} + \boldsymbol{\beta}_{CL}^{T}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}_{RL}^{T}\mathbf{u}_{Ra} + \boldsymbol{\beta}_{LL}^{T}\mathbf{u}_{La}, \tag{2c}$$

$$\mathbf{u}_{J} = \boldsymbol{\beta}_{EJ}^{T}\mathbf{u}_{E} + \boldsymbol{\beta}_{CJ}^{T}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}_{RJ}^{T}\mathbf{u}_{Ra} + \boldsymbol{\beta}_{LJ}^{T}\mathbf{u}_{La}, \tag{2d}$$

unde, de exemplu, $\mathbf{u}_{Ca} \in \mathbb{R}^{n_{Ca}}(\mathbf{i}_{Lc} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}})$ reprezintă vectorul tensiunilor (curenților) condensatoarelor (bobinelor) ramuri (coarde), iar $\boldsymbol{\Lambda}_{RL} \in \mathbb{Z}^{n_{Ra}xn_{Lc}}(\boldsymbol{\beta}_{EJ}^{T} \in \mathbb{Z}^{n_{J}xn_{E}})$ este submatricea (transpusă) de incidență a bobinelor (SIIC) la suprafețele de secțiune atașate rezistoarelor (SIIT) ramuri.

În cele ce urmează se va prezenta forma normală a ecuațiilor de stare corespunzătoare celor patru tipuri de circuite expuse în paragraful de introducere.

a) *Circuitul conține bucle independente de tipul C_i sau/și de tipul $E_i - C_i$*

buirea nodurilor în grafurile G^I și G^U se va utiliza, în această lucrare, regula prezentată în [4]. În figurile din prezenta lucrare laturile *ANC* (*PNC*) se vor reprezenta prin linii îngroșate.

În acest caz, din ecuațiile (1) și (2) se modifică numai ecuația (1c) care ia forma:

$$\mathbf{i}_{Ra} = -\boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{i}_{Cc} - \boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{i}_{Rc} - \boldsymbol{\Lambda}_{RL}\mathbf{i}_{Lc} - \boldsymbol{\Lambda}_{RJ}\mathbf{i}_{J}. \tag{3}$$

Selectînd ca variabile de stare vectorul tensiunilor condensatoarelor ramuri $\mathbf{u}_{Ca}$ și vectorul bobinelor coarde $\mathbf{i}_{Lc}$ [2], ecuațiile de stare ale circuitelor sînt

$$\mathbf{C}\frac{\mathrm{d}\mathbf{u}_{Ca}}{\mathrm{d}t} = -\boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{i}_{Rc} - \boldsymbol{\Lambda}_{CL}\mathbf{i}_{Lc} - \boldsymbol{\Lambda}_{CJ}\mathbf{i}_{J} - \hat{\mathbf{C}}\frac{\mathrm{d}\mathbf{u}_{E}}{\mathrm{d}t}, \tag{4a}$$

$$\mathbf{L}\frac{\mathrm{d}\mathbf{i}_{Lc}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{\beta}_{LC}^{T}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}_{RL}^{T}\mathbf{u}_{Ra} + \boldsymbol{\beta}_{EL}^{T}\mathbf{u}_{E} - \hat{\mathbf{L}}\frac{\mathrm{d}\mathbf{i}_{J}}{\mathrm{d}t}, \tag{4b}$$

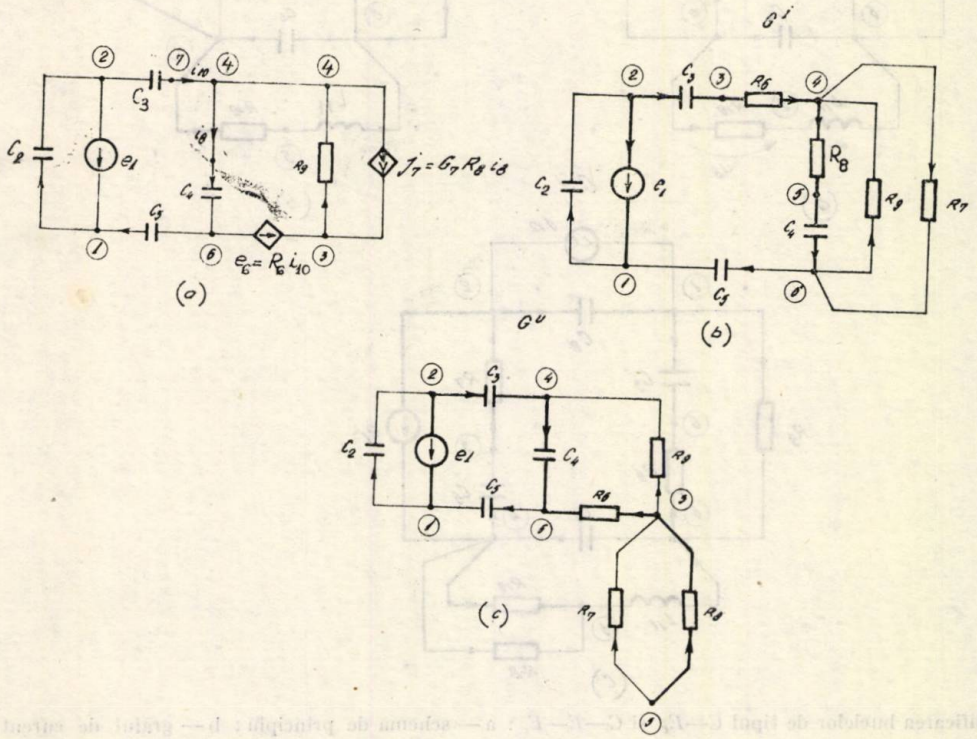


Fig. 1. Exemplificarea buclelor de tipul *Ci* și *Ci—Ei*: a — schema de principiu; b — graful de curent G^I; c — graful de tensiune G^U.

Dacă circuitul conține bucle de tipul C_i sau/și de tipul $E_i - C_i$ submatricea incidențelor esențiale $\boldsymbol{\Lambda}_{RC}$, corespunzătoare grafului de curent G^I, este nenulă în timp ce submatricea incidențelor esențiale $\boldsymbol{\beta}_{RC}^{T}$, corespunzătoare grafului de tensiune G^U, rămîne nulă. Aceasta se datorează comportării diferite a surselor comandate în curent din punctul de vedere al curentului, respectiv tensiunii [2] (fig. 1). Pentru atri-

unde:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{a} + \boldsymbol{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_{c}\boldsymbol{\beta}_{CC}^{T} \in \mathbb{R}^{n_{Ca}xn_{Ca}}, \tag{5a}$$

$$\hat{\mathbf{C}} = \boldsymbol{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_{c}\boldsymbol{\beta}_{EC}^{T} \in \mathbb{R}^{n_{Ca}xn}E, \tag{5b}$$

$$\mathbf{L} + \mathbf{L}_{c} + \boldsymbol{\beta}_{LL}^{T}\mathbf{L}_{a}\boldsymbol{\Lambda}_{LL} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}xn_{Le}} \tag{5c}$$

$$\hat{\mathbf{L}} = \boldsymbol{\beta}_{LL}^{T}\mathbf{L}_{a}\boldsymbol{\Lambda}_{LJ} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}xn_{J}}, \tag{5d}$$

iar $\mathbf{C}_a$, $\mathbf{C}_c$, ($\mathbf{L}_a$, $\mathbf{L}_c$) reprezintă matricele pătratice ale capacităţilor (inductivităţilor) ramuri, coarde.

Pentru a obţine forma normală a ecuaţiilor de stare trebuie ca vectorul tensiunilor rezistoarelor ramuri $\mathbf{u}_{Ra}$ şi vectorul curenţilor rezistoarelor coarde $\mathbf{i}_{Rc}$ să se exprime în funcţie de variabilele de stare alese ($\mathbf{u}_{Ca}$ şi $\mathbf{i}_{Lc}$) şi în funcţie de mărimile de excitaţie ($\mathbf{u}_E$ şi $\mathbf{i}_J$) sau derivatele lor.

După cîteva calcule, utilizînd ecuaţiile (1)—(4) şi relaţiile $\mathbf{i}$—$\mathbf{u}$ sau $\mathbf{u}$—$\mathbf{i}$ ale elementelor dipolare de circuit, se obţine :

în care :

$$\mathbf{\Lambda}'_{RR} = \mathbf{\Lambda}_{RR} - \mathbf{\Lambda}_{RC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}^T_{CC}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{CR} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_{Ra}}, \quad (7a)$$

$$\mathbf{\Lambda}'_{RL} = \mathbf{\Lambda}_{RL} - \mathbf{\Lambda}_{RC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}^T_{CC}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{CL} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_{Lc}}, \quad (7b)$$

$$\mathbf{\Lambda}'_{RJ} = \mathbf{\Lambda}_{RJ} - \mathbf{\Lambda}_{RC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}^T_{CC}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{CJ} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_J}, \quad (7c)$$

$$\hat{\mathbf{C}}_{RaE} = \mathbf{\Lambda}_{RC}\mathbf{C}_c(\boldsymbol{\beta}^T_{EC} - \boldsymbol{\beta}^T_{CC}\mathbf{C}^{-1}\hat{\mathbf{C}}) \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_E}, \quad (7d)$$

$$\mathbf{G}' = \mathbf{G}_a + \mathbf{V}'_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{V}'^T_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_{Ra}}, \quad (7e)$$

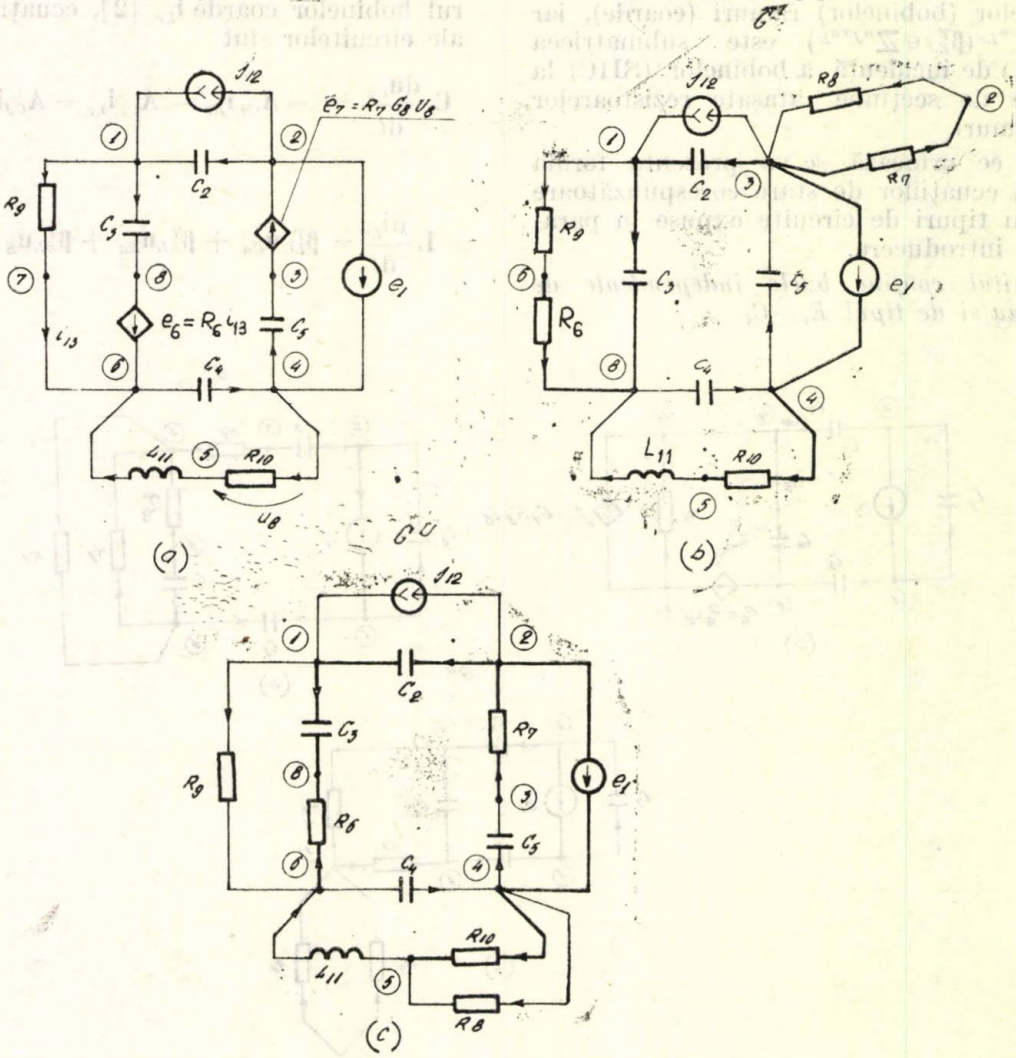


Fig. 2. Exemplificarea buclelor de tipul C—E_c şi C—E—E_c : a — schema de principiu ; b — graful de curent G^I ; c — graful de tensiune G^U.

$$\mathbf{u}_{Ra} = -\mathbf{G}'^{-1}\Big(\mathbf{\Lambda}'_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}^T_{CR}\mathbf{u}_{Ca} + \mathbf{\Lambda}'_{RL}\mathbf{i}_{Lc} + \mathbf{\Lambda}'_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}^T_{ER}\mathbf{u}_E + \mathbf{\Lambda}'_{RJ}\mathbf{i}_J - \hat{\mathbf{C}}_{RaE}\frac{d\mathbf{u}_E}{dt}\Big) \quad (6a)$$

$$\mathbf{i}_{Rc} = \mathbf{R}'^{-1}(\boldsymbol{\beta}^T_{CR}\mathbf{u}_{Ca} - \boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}'_{RL}\mathbf{i}_{Lc} + \boldsymbol{\beta}^T_{ER}\mathbf{u}_E - \boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}'_{RJ}\mathbf{i}_J - \boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{R}_a\hat{\mathbf{C}}_{RaE}\frac{d\mathbf{u}_E}{dt}\Big), \quad (6b)$$

$$\mathbf{R}' = \mathbf{R}_c + \boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}'_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{Rc}}. \quad (7f)$$

În ecuaţiile (6) s-au presupus matricele : $\mathbf{C}$, $\mathbf{G}'$ şi $\mathbf{R}'$ nesingulare. Matricele inverse $\mathbf{G}'^{-1}$ şi $\mathbf{R}'^{-1}$ satisfac relaţiile :

$$\mathbf{G}'^{-1} = \mathbf{R}_a - \mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}'_{RR}\mathbf{R}'^{-1}\boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{R}_a, \quad (8a)$$

$$\mathbf{R}'^{-1} = \mathbf{G}_c - \mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}^T_{RR}\mathbf{G}'^{-1}\mathbf{\Lambda}'_{RR}\mathbf{G}_c. \quad (8b)$$

b) *Circuitul conține bucle independente de tipul $C-E_c$ sau/și de tipul $C-E-E_c$*

Datorită comportării diferite a surselor de tensiune comandate din punctul de vedere al curentului, respectiv tensiunii [2], circuitul care conține bucle independente de tipul $C-E_c$ sau/ și de tipul $C-E-E_c$ face ca submatricea incidențelor esențiale $\mathbf{\Lambda}_{RC}$ să fie nulă, iar submatricea $\boldsymbol{\beta}_{RC}^T$ să fie nenulă (fig. 2).

Din ecuațiile (1) și (2) se modifică, în acest caz, numai ecuația (2a) care devine:

$$\mathbf{u}_{Cc} = \boldsymbol{\beta}_{EC}^T \mathbf{u}_E + \boldsymbol{\beta}_{CC}^T \mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}_{RC}^T \mathbf{u}_{Ra}. \qquad (9)$$

Cu ajutorul ecuațiilor (1), (2) și cu relațiile $u-i$ sau $i-u$ ale elementelor de circuit, vectorul tensiunilor rezistoarelor ramuri $\mathbf{u}_{Ra}$ și vectorul curenților rezistoarelor coarde $\mathbf{i}_{Rc}$ se pot exprima, [2], în funcție de vectorul mărimilor de stare și vectorul mărimilor de excitație, prin relațiile:

în care s-au presupus nesingulare matricele G și R și unde:

$$\mathbf{G} = \mathbf{G}_a + \mathbf{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}_{RR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ra} x n_{Ra}} \qquad (11a)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_c + \boldsymbol{\beta}_{RR}^R \mathbf{R}_a \mathbf{\Lambda}_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc} x n_{Rc}}. \qquad (11b)$$

Este evident că matricele $\mathbf{G}^{-1}$ și $\mathbf{R}^{-1}$ satisfac relațiile (8).

Deoarece vectorul tensiunilor condensatoarelor coarde u_{Cc} depinde și de vectorul tensiunilor rezistoarelor ramuri $\mathbf{u}_{Ra}$, ecuația (4a) devine:

$$\mathbf{C}' \frac{d\mathbf{u}_{Ca}}{dt} = \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{RC}^T\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{RL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}_{CL}^T\mathbf{u}_{Ca} +$$

$$+ \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{RC}^T\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{RL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}_{RL}^T\mathbf{u}_{Ra} - \mathbf{\Lambda}_{CL}\mathbf{i}_{Lc} +$$

$$+ \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{RC}^T\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{RL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}_{EL}^T\mathbf{u}_E - \mathbf{\Lambda}_{CJ}\mathbf{i}_J - \hat{\mathbf{C}}'\frac{d\mathbf{u}_E}{dt} -$$

$$- \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{RC}^T\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Lambda}'_{RJ}\frac{d\mathbf{i}_J}{dt}, \qquad (12)$$

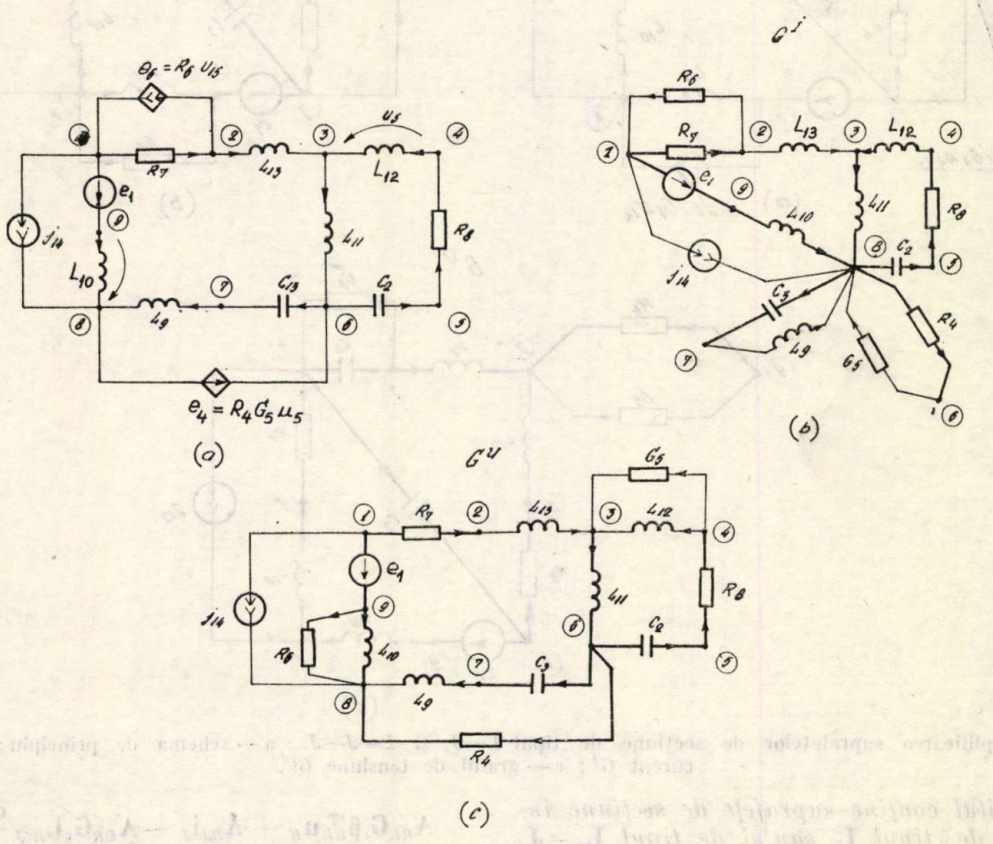


Fig. 3. Exemplificarea suprafețelor de secțiune de tipul L_u, L_u—J_u: a — schema de principiu; b — graful de curent G^I; c — graful de tensiune G^U.

$$\mathbf{u}_{Ra} = -\mathbf{G}^{-1}(\mathbf{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}_{CR}^T\mathbf{u}_{Ca} + \mathbf{\Lambda}_{RL}\mathbf{i}_{Lc} +$$

$$+ \mathbf{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}_{ER}^T\mathbf{u}_E + \mathbf{\Lambda}_{RJ}\mathbf{i}_J), \qquad (10a)$$

$$\mathbf{i}_{Rc} = \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\beta}_{CR}^T\mathbf{u}_{Ca} - \boldsymbol{\beta}_{RR}^T\mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}_{RL}\mathbf{i}_{Lc} + \boldsymbol{\beta}_{ER}^T\mathbf{u}_E -$$

$$- \boldsymbol{\beta}_{RP}^T\mathbf{R}_a\mathbf{\Lambda}_{RJ}\mathbf{i}_J), \qquad (10b)$$

unde:

$$\mathbf{C}' = \mathbf{C}_a + \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{CC}'^T \in \mathbb{R}^{n_{Ca} x n_{Ca}}, \qquad (13a)$$

$$\boldsymbol{\beta}_{CC}'^T = \boldsymbol{\beta}_{CC}^T - \boldsymbol{\beta}_{RC}^T\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}_{CR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Cc} x n_{Ca}}, \qquad (13b)$$

$$\hat{\mathbf{C}}' = \mathbf{\Lambda}_{CC}\mathbf{C}_c\boldsymbol{\beta}_{EC}'^T \in \mathbb{R}^{n_{Ca} x n_E}, \qquad (13c)$$

$$\boldsymbol{\beta}'^{T}_{EC} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{EC} - \boldsymbol{\beta}^{T}_{RC}\mathbf{G}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}^{T}_{ER} \in \mathbb{R}^{n_{Cc}xn_E}, \quad (13d)$$

$$\boldsymbol{\Lambda}'_{RJ} = \boldsymbol{\Lambda}_{RJ} - \boldsymbol{\Lambda}_{RL}\mathbf{L}^{-s}\hat{\mathbf{L}} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_J}, \quad (13e)$$

iar matricele **L**, **R**, **G** sînt date de relaţiile (5c), (11b), respectiv (11a) şi sînt considerate nesingulare. Ecuaţia (4b) nu se modifică.

Din ecuaţia (12) se observă că spre deosebire de ecuaţia (4a) în membrul drept au apărut în plus variabilele $\mathbf{u}_{Ca}$, $\mathbf{u}_{Ra}$, $\mathbf{u}_E$ şi $\frac{d\mathbf{i}_J}{dt}$.

În acest caz se modifică ecuaţia (2b) care ia forma :

$$\mathbf{u}_{Rc} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{ER}\mathbf{u}_E + \boldsymbol{\beta}^{T}_{CR}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}^{T}_{RR}\mathbf{u}_{Ra} + \boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}\mathbf{u}_{La}. \quad (14)$$

Ecuaţiile (4) nu se modifică ,iar pentru exprimarea vectorilor $\mathbf{u}_{Ra}$ şi $\mathbf{i}_{Rc}$ în funcţie de vectorul variabilelor de stare şi vectorul mărimilor de excitaţie se folosesc relaţiile :

$$\mathbf{u}_{Ra} = -\mathbf{G}'^{-1}\Big(\boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}'^{T}_{CR}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\Lambda}_{RL}\mathbf{i}_{Lc} +$$

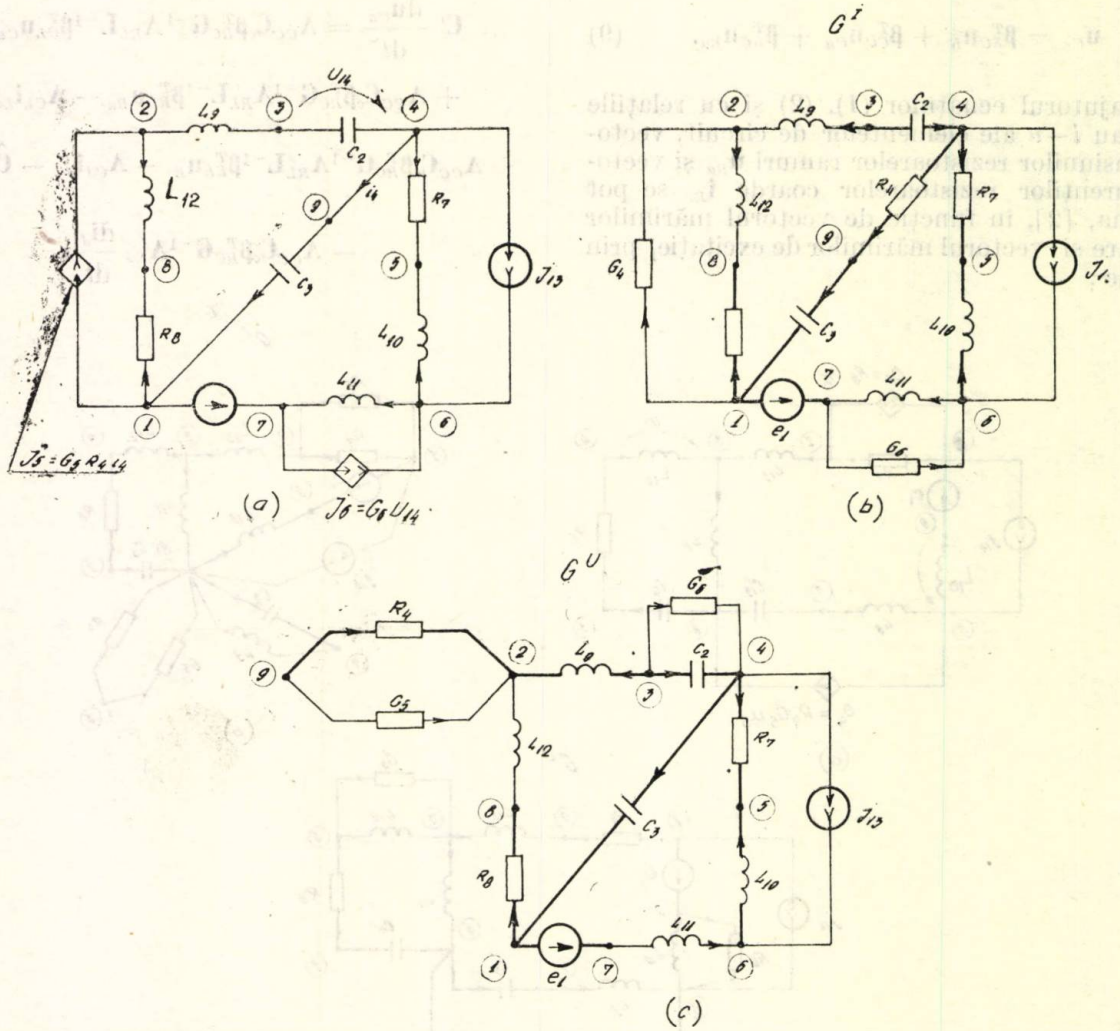


Fig. 4. Exemplificarea suprafeţelor de secţiune de tipul L—J_c şi L—J—J_c : a — schema de principiu ; b — graful de curent G^I ; c — graful de tensiune G^U.

c) *Circuitul conţine suprafeţe de secţiune independente de tipul* $\mathbf{L}_u$ *sau/şi de tipul* $\mathbf{L}_u - \mathbf{J}_u$

Ţinînd seama de comportarea diferită a surselor comandate în tensiune în grafurile G^I şi respectiv G^U, la circuitele electrice care conţin suprafeţe de secţiune independente de tipul $\mathbf{L}_u$ sau/şi de tipul $\mathbf{L}_u - \mathbf{J}_u$ submatricea incidenţelor esenţiale $\boldsymbol{\Lambda}_{LR}$, corespunzătoare grafului G^I, este nulă în timp ce submatricea incidenţelor esenţiale $\boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}$, corespunzătoare grafului G^U, este diferită de zero (fig. 3).

$$\boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}'^{T}_{ER}\mathbf{u}_E + \boldsymbol{\Lambda}_{RJ}\mathbf{i}_J - \boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\hat{\mathbf{L}}_{RcJ}\frac{d\mathbf{i}_J}{dt}\Big), \quad (15a)$$

$$\mathbf{i}_{Rc} = \mathbf{R}'^{-1}\Big(\boldsymbol{\beta}'^{T}_{CR}\mathbf{u}_{Ca} - \boldsymbol{\beta}'^{T}_{RR}\mathbf{R}_a\boldsymbol{\Lambda}_{RL}\mathbf{i}_{Lc} + \boldsymbol{\beta}'^{T}_{ER}\mathbf{u}_E -$$

$$- \boldsymbol{\beta}'^{T}_{RR}\mathbf{R}_a\boldsymbol{\Lambda}_{RJ}\mathbf{i}_J - \hat{\mathbf{L}}_{RcJ}\frac{d\mathbf{i}}{dt_J}\Big), \quad (15b)$$

unde :

$$\boldsymbol{\beta}'^{T}_{RR} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{RR} - \boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}L_a\boldsymbol{\Lambda}_{LL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{RL} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{Ra}}, \quad (16a)$$

$$\boldsymbol{\beta}'^{T}_{CR} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{CR} - \boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{LC} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{Ca}}, \quad (16b)$$

$$\boldsymbol{\beta}'^{T}_{ER} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{ER} - \boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LL}\mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{EL} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{E}}, \quad (16c)$$

$$\mathbf{G}' = \mathbf{G}_a + \boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_c\boldsymbol{\beta}'^{T}_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Ra}xn_{Ra}}, \quad (16d)$$

$$\mathbf{R}' = \mathbf{R}_c + \boldsymbol{\beta}'^{T_{Ra}}_{RR}\ \boldsymbol{\Lambda}_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{Rc}}, \quad (16e)$$

$$\widehat{\mathbf{L}}_{RcL} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}\mathbf{L}_a(\boldsymbol{\Lambda}_{LJ} - \boldsymbol{\Lambda}_{LL}\mathbf{L}^{-1}\widehat{\mathbf{L}}) \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_{Lc}}. \quad (16f)$$

Este de la sine de înțeles că în ecuațiile (15) și (16) s-au presupus nesingulare matricele: $\mathbf{L}$, $\mathbf{G}'$ și $\mathbf{R}'$. Se poate demonstra simplu că matricele inverse $\mathbf{G}'^{-1}$ și $\mathbf{R}'^{-1}$ satisfac relațiile (8). Se observă că ecuațiile (15), (16) prezintă o analogie formală cu ecuațiile (6), (7) care permite controlul exactității acestora cînd se cunosc celelalte și viceversa.

d) *Circuitul conține suprafețe independente de secțiune de tipul* $\mathbf{L}-\mathbf{J}_c$ *sau/și de tipul* $\mathbf{L}-\mathbf{J}-\mathbf{J}_c$.

Datorită comportării diferite a surselor de curent comandate în grafurile G^I, G^U, în circuitele electrice care conțin suprafețe de secțiune independente de tipul $\mathbf{L}-\mathbf{J}_c$ sau/și de tipul $\mathbf{L}-\mathbf{J}-\mathbf{J}_c$ submatricea incidențelor esențiale $\boldsymbol{\Lambda}_{LR}$ corespunzătoare grafului de tensiune G^I este nenulă în timp ce submatricea incidențelor esențiale $\boldsymbol{\beta}^{T}_{LR}$ corespunzătoare grafului de tensiune G^U este nulă (fig. 4).

Singura relație care se modifică în acest caz este relația (1d) care devine:

$$\mathbf{i}_{La} = -\boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{i}_{Rc} - \boldsymbol{\Lambda}_{LL}\mathbf{i}_{Lc} - \boldsymbol{\Lambda}_{LJ}\mathbf{i}_J. \quad (17)$$

Deoarece vectorul curenților bobinelor ramuri $\mathbf{i}_{La}$ depinde și de vectorul curenților rezistoarelor i_{Rc} ecuația (4b) ia forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{L}'\frac{\mathrm{d}\mathbf{i}_{Lc}}{\mathrm{d}t} &= \boldsymbol{\beta}^{T}_{CL}\mathbf{u}_{Ca} + \boldsymbol{\beta}^{T}_{RL}\mathbf{u}_{Ra} + \\ &+ \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{CR}\mathbf{C}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{i}_{Rc} + \\ &+ \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{CR}\mathbf{C}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{CL}\mathbf{i}_{Lc} + \boldsymbol{\beta}^{T}_{EL}\mathbf{u}_E + \\ &+ \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{CR}\mathbf{C}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{CJ}\mathbf{i}_J - \\ &- \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}'^{T}_{ER}\frac{\mathrm{d}\mathbf{u}_E}{\mathrm{d}t} - \widehat{\mathbf{L}}'\frac{\mathrm{d}\mathbf{i}_J}{\mathrm{d}t}, \end{aligned} \quad (18)$$

în care:

$$\boldsymbol{\Lambda}'_{LL} = \boldsymbol{\Lambda}_{LL} - \boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{RR}\mathbf{R}_a\boldsymbol{\Lambda}_{RL} \in \mathbb{R}^{n_{La}xn_{Lc}}, \quad (18a)$$

$$\mathbf{L}' = \mathbf{L}_a + \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}'_{LL} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}xn_{Lc}}, \quad (18b)$$

$$\boldsymbol{\Lambda}'_{LJ} = \boldsymbol{\Lambda}_{LJ} - \boldsymbol{\Lambda}_{LR}\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{T}_{RR}\mathbf{R}_a\boldsymbol{\Lambda}_{RJ} \in \mathbb{R}^{n_{La}xn_J}, \quad (18c)$$

$$\widehat{\mathbf{L}}' = \boldsymbol{\beta}^{T}_{LL}\mathbf{L}_a\boldsymbol{\Lambda}'_{LJ} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}xn_J}, \quad (17d)$$

$$\boldsymbol{\beta}'^{T}_{ER} = \boldsymbol{\beta}^{T}_{ER} - \boldsymbol{\beta}^{T}_{CR}\mathbf{C}^{-1}\widehat{\mathbf{C}} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}xn_E} \quad (18e)$$

și unde matricele $\mathbf{C}$, $\mathbf{G}$ și $\mathbf{R}$ sînt date de relațiile (5a), (11a) și respectiv (11b) și sînt considerate nesingulare. Ecuația (4a) rămîne, în acest caz, neschimbată.

Spre deosebire de ecuația (4b) în membrul drept al ecuației (18) au apărut în plus mărimile: $\mathbf{i}_{Rc}$, $\mathbf{i}_{Lc}$, $\mathbf{i}_J$ și $\frac{\mathrm{d}\mathbf{u}_E}{\mathrm{d}t}$. Pentru exprimarea vectorilor $\mathbf{u}_{Ra}$ și $\mathbf{i}_{Rc}$, în funcție de variabilele de stare și mărimile de excitație, se folosesc relațiile (10a), respectiv (10b).

Ecuația (18) prezintă o analogie formală cu ecuația (12), ceea ce permite verificarea exactității uneia cînd se cunoaște cealaltă. Această analogie formală rezultă din dualitatea celor două tipuri de circuite (cazurile b și d).

2. Concluzii

Lucrarea completează analiza circuitelor electrice în regim tranzitoriu, cu metoda variabilelor de stare, cu cele patru tipuri de circuite care, deși nu satisfac condițiile de existență a unui *ANC* (*PNC*) pot fi descrise, în acest regim, de un sistem canonic complet de ecuații de stare.

Structura matricelor (5), (7), (13), (16) și (19) arată importanța deosebită pe care o prezintă cunoașterea elementelor în exces atît ca număr, cît și ca tip. Identificarea ca număr și tip a elementelor în exces conduce la un calcul mai eficient al acestor matrice și implicit la o reducere a timpului de calcul. Metoda și programul expuse în [5] permit identificarea elementelor în exces atît ca număr, cît și ca tip și în funcție de acestea stabilește dacă circuitul analizat prezintă un *ANC* (o *PNC*) sau dacă circuitul conține elemente de tipul celor prezentate în lucrarea de față și determină, pentru fiecare tip de circuit, *MIE* $\boldsymbol{\Lambda}$, $\boldsymbol{\beta}$.

În toate cele patru cazuri prezentate în paragraful 1 matricele R și G sau R' și G' satisfac relațiile (8), ceea ce arată că pentru calculul inverselor acestor matrice este necesară inversarea numai a matricei cu dimensiunea cea mai mică.

Formal ecuațiile (6) au (cu excepția termenilor care conțin derivata de ordinul întîi a vectorului tensiunilor de la bornele SIIT) aceeași structură cu ecuațiile (10). De asemenea, analogia formală a ecuațiilor (12) și (18) facilitează formularea ecuațiilor de stare în formă normală în cazul cînd circuitul conține elemente de tipul b sau d.

Desigur că apare întrebarea firească dacă circuitul care conține atît elemente de tipul a și b, sau orice combinație posibilă a celor patru tipuri de elemente de circuit prezentate în paragraful 1 este guvernat, în regim tranzitoriu, de un sistem complet de ecuații de stare

sub formă normală? Deocamdată autorul nu a găsit răspuns la această întrebare. Cert este că în aceste cazuri calculele devin foarte laborioase.

În oricare din cele patru tipuri de circuite electrice studiate în prezenta lucrare, numărul variabilelor de stare este egal cu suma dintre numărul condensatoarelor ramuri şi numărul bobinelor coarde, iar numărul elementelor în exces este egal cu suma dintre numărul bobinelor ramuri şi numărul condensatoarelor coarde.

Bibliografie

[1] *Chua, O., L. and Lin, M., P.* Computer-aided analysis of electronic circuits: Algorithms and computational techniques. Englewood Cliff, H. J., Prentince Hall 1975.

[2] *Iordache, M.* A method of analysis for nonlinear networks with controlled sources, magnetic couplings and exces elements in transient behavior. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., nr. 3, 1981.

[3] *Iordache, M., Tecuci. Gh.* A method to determinê the common normal tree (CNT) and the essential incidênces matrices for an electric network with controlled sources. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., nr. 3, 1977, p. 345—355.

[4] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneous parameters. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Énerg. et Électrotech. nr. 4, 1980.

[5] *Iordache, M.* and *Socaciu, Vl.* A sparse matrix technique for determination the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices (EIM). In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., nr. 3, 1982 (in curs de apariţie).

CZ 621.3.084

MĂSURĂRI ELECTRONICE
PRESIUNE

Măsurări dinamice în circuitele de alimentare cu păcură din termocentrale

DAN MIHAI ŞTEFĂNESCU *, CRISTIAN ONICEANU ** — BUCUREŞTI

Introducere

În exploatarea cazanelor energetice funcţionînd cu păcură apariţia unor perturbaţii de scurtă durată în alimentarea cu energie electrică a pompelor poate duce la scăderea presiunii sub valoarea de reglaj a protecţiei de presiune minimă, ceea ce atrage declanşarea cazanelor şi, implicit, a turbogeneratoarelor.

Problema se pune cu deosebită acuitate în cazul termocentralelor situate pe platforme industriale, mai ales chimice, deoarece întreruperea alimentării cu energie electrică şi abur tehnologic produce însemnate pagube economice.

Se impune, deci, găsirea unei soluţii de menţinere a alimentării cu păcură pe durata pauzei de anclanşare automată rapidă (A.A.R.), pauză care, în funcţie de locul defecţiunii şi schema de automatizare folosită la termocentrala respectivă, durează de la 0,5 pînă la 2,5 secunde.

Soluţia de rezolvare este introducerea în circuitul de alimentare a unui rezervor de păcură cu pernă de azot (fig. 1), care compensează scăderea de presiune datorită ieşirii temporare din turaţie a pompelor, menţinînd-o peste valoarea minimă de protecţie pe toată durata pauzei A.A.R.

Bazate pe proprietatea de comprimare şi destindere a unui fluid, rezervoarele tampon cu pernă de azot utilizate pe plan mondial se deosebesc constructiv, dar necesită acelaşi echipament obligatoriu pentru siguranţa în exploatare:

— reductor de presiune pe circuitul de umplere cu azot;

— indicator de nivel cu transmitere la distanţă şi avertizare la atingerea nivelului maxim de păcură;

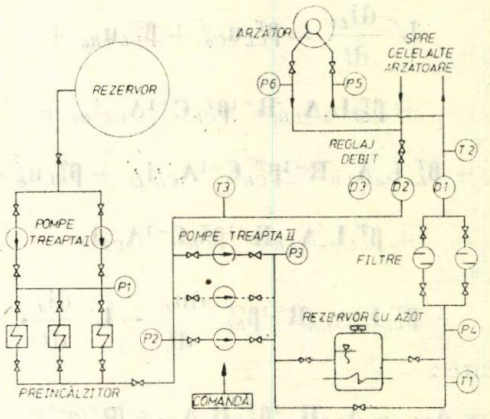


Fig. 1. Schema principială de alimentare cu păcură a unui cazan, cu locurile unde se măsoară electronic presiuni, debite şi temperaturi.

— ventil cu închidere rapidă la atingerea nivelului minim al păcurei în rezervor, cu rolul de a împiedica pătrunderea azotului în conductele spre arzătoare.

* Institutul politehnic — Bucureşti, Catedra de rezistenţa materialelor; ** — ICEMENERG — Bucureşti.

Circuitele de alimentare cu păcură din termocentrale diferă printr-un mare număr de factori:

— modul de alimentare cu energie electrică a pompelor din treapta I-i și a II-a, inclusiv a celor de rezervă;

— volumul de combustibil din instalație;

— valorile presiunilor de lucru;

— modul de reglare a debitului (injectoare cu sau fără recirculare);

— volumul rezervorului-tampon și modul de separare a azotului (piston, membrană, liber), astfel încît este necesară efectuarea unor măsurări dinamice în condiții reale de funcționare.

În articol sînt prezentate cîteva încercări experimentale efectuate la cazanul nr. 5 al C.E.T. București — Sud.

1. Instalația experimentală

Pe schema de principiu a alimentării cu păcură a unui cazan (fig. 1) sînt indicate locurile în care se face măsurarea electrică a următoarelor mărimi neelectrice [1]:

— *P* — presiuni: *1* — refulare pompe treapta I-i, *2* — aspirație și *3* — refulare pompe treapta a II-a, *4* — după rezervorul cu pernă de azot, *5* — conducta de tur și *6* — de retur de la arzătorul nr. 1 (cel mai îndepărtat);

— *D* — debite: *1* — tur și *2* — retur de la toate arzătoarele, *3* — diferența celorlalte două, adică debitul de păcură intrată în cazan;

— *T* — temperaturi: *1* — după rezervorul de azot, *2* — intrarea și *3* — ieșirea din arzătoare.

Schema electronică aleasă (fig. 2) asigură o serie de avantaje: măsurare la distanță, înregistrare rapidă și continuă, sensibilitate și precizie ridicate. Captoarele, amplificatoarele și înregistratoarele reprezentate pe schemă înlocuiesc sau completează aparatura de măsură și control (A.M.C.) din dotarea cazanului.

1.1. Captoarele

Rapiditatea variațiilor de presiune pe durata pauzei A.A.R. impune folosirea în locul manometrelor clasice existente [2] a unor captoare cu viteză mai mare de răspuns, proiectate pentru aceeași sarcină nominală, de exemplu: 60 atmosfere (1 at = 0,98067 bar = 98,067 kPa).

Cel mai potrivit pentru această aplicație este captorul de presiune nediferențial, cu cavitate cilindrică cu pereți subțiri și traductoare electrotensometrice rezistive (T.E.R) lipite pe circumferință [3], de tip P3M/50 [4], sau cel de concepție românească (fig. 3), ultimul fiind prezentat pe larg în lucrarea [5]. Traductoarele se leagă în punte Wheatstone: cele două active în brațe opuse, iar celelalte două pentru compensare termică (fig. 4).

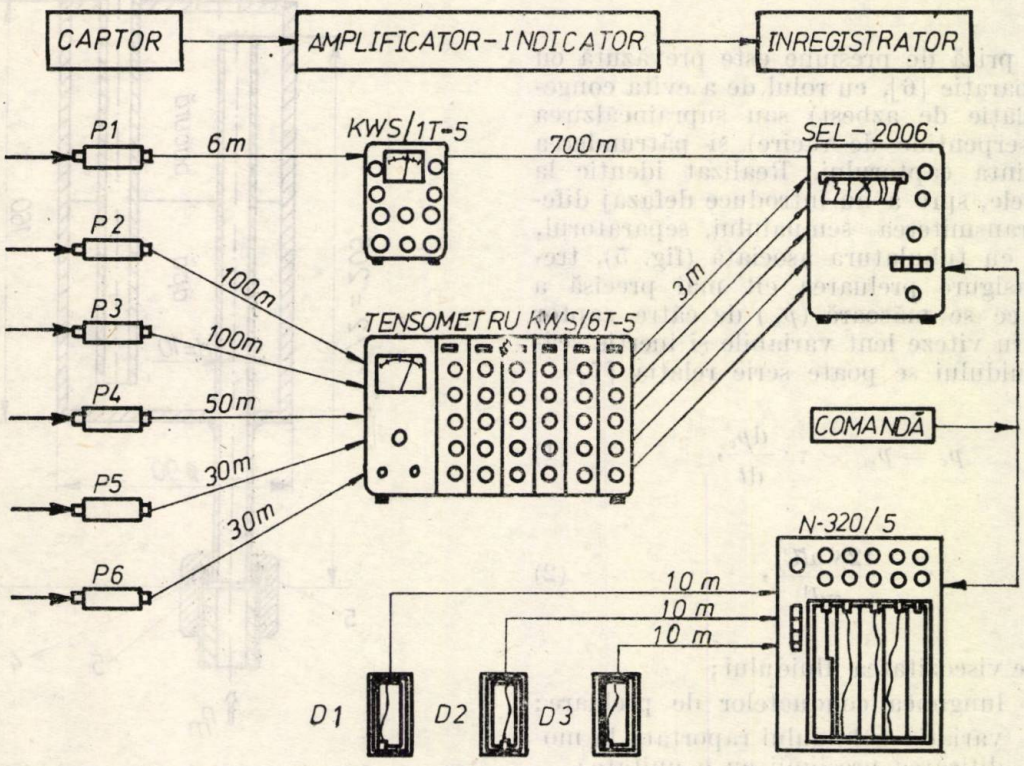


Fig. 2. Schema instalației experimentale.

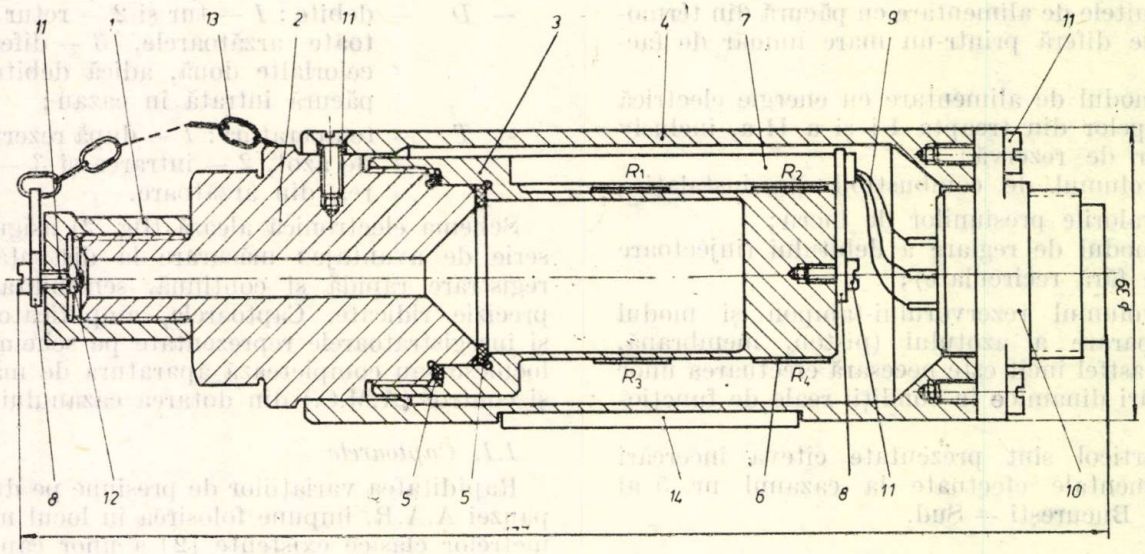


Fig. 3. Captor de presiune: *1* — capac; *2* — ştuţ; *3* — element sensibil; *4* — carcasă; *5* — garnituri; *6* — T.E.R.; *7* — plăcuţă de conexiuni; *8* — cose; *9* — fire; *10* — mufă; *11* — şuruburi; *12* — piuliţă; *13* — lănţişor.

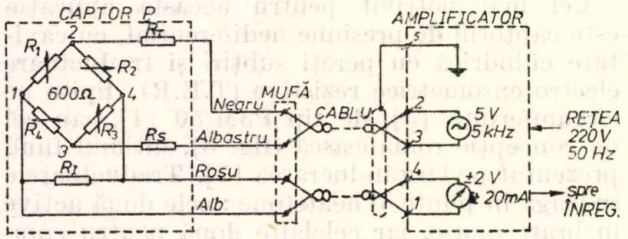


Fig. 4. Schema electronică de măsurare a presiunii, cu legăturile din varianta H.B.M.

Fiecare priză de presiune este prevăzută cu vas de separaţie [6], cu rolul de a evita congelarea (izolaţie de azbest) sau supraîncălzirea păcurei (serpentine de răcire) şi pătrunderea ei în incinta captorului. Realizat identic la toate prizele, spre a nu introduce defazaj diferit în transmiterea semnalului, separatorul, împreună cu tubulatura asociată (fig. 5), trebuie să asigure preluarea cît mai precisă a presiunii ce se măsoară (p_m) de către captor (p_c). Pentru viteze lent variabile şi inerţie scăzută a fluidului se poate scrie relaţia [7]:

$$p_c = p_m - \tau \cdot \frac{\mathrm{d}p_c}{\mathrm{d}t}, \qquad (1)$$

unde:

$$\tau = \frac{128\ \mu l C_v}{\pi d^4}, \qquad (2)$$

în care:

μ este viscozitatea fluidului;
l — lungimea conductelor de preluare;
C_v — variaţia volumului raportată la modificarea presiunii cu o unitate;
d — diametrul interior al conductelor.

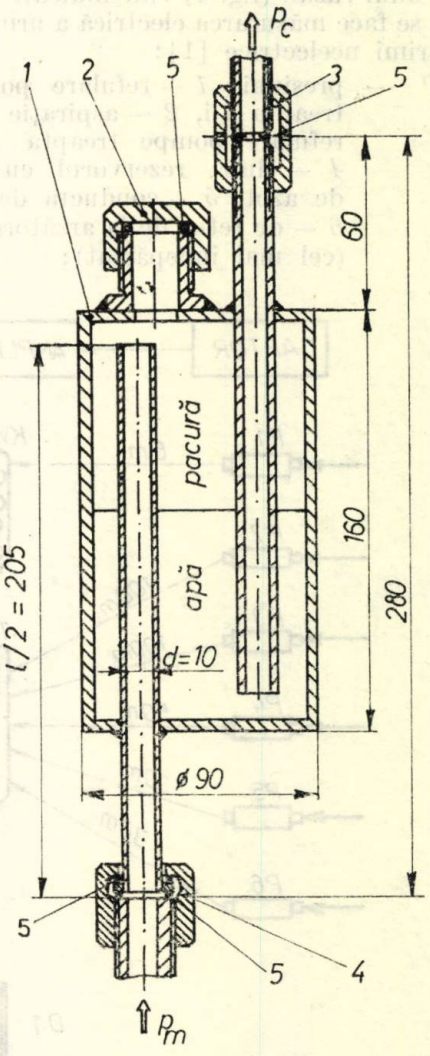


Fig. 5. Vas de separaţie: *1* — separator; *2* — capac; *3* — buşon de legătură; *4* — piuliţă specială; *5* — garnituri.

Se observă că, spre a avea erori de măsurare minime (p_c tinde către p_m odată cu scăderea lui τ), este necesar ca fluidul (în cazul de față păcura) să fie cît mai puțin vîscos, volumul separatorului cît mai mic, iar tubulatura să aibă lungime cît mai mică și diametru cît mai mare.

Cea mai joasă frecvență de rezonanță acustică se determină cu formula [8]:

$$f = \frac{c}{4l}, \qquad (3)$$

unde: c este viteza sunetului în fluidul respectiv.

Pentru configurația din figura 5 rezultă o frecvență proprie de peste 100 Hz, suficient de mare față de cea de cîțiva zeci de Hz estimată pentru fenomenele cercetate, astfel încît sistemul de preluare nu este un factor limitativ în măsurarea fluctuațiilor de presiune (variațiile mai rapide necesită captoare piezoelectrice [9]).

1.2. *Amplificatoarele*

Captoarele tensometrice de presiune se folosesc cu amplificatoare din seria K.W.S. [4] sau N-2302 [10], a căror frecvență purtătoare de 5 kHz este mult mai mare decît cea a proceselor studiate. Aparatele au reglaje de echilibrare complexă (R și C), facilități de calibrare și măsurare în diverse game, precum și ieșiri de tensiune sau curent.

Cablurile de intrare, avînd lungimi mari (distanțele de la camera de comandă, unde s-a instalat aparatura, pînă la captoare depășesc 30 metri), se aleg cu rezistență proprie și capacitate cît mai mici. În scopul evitării influențelor perturbatoare perechile de fire corespunzătoare diagonalelor de alimentare și semnal ale punților se torsadează, iar ecranele cablurilor se leagă la masa amplificatoarelor (fig. 4).

La nevoie se efectuează reglajul suplimentar al defazajului tensiunii — pilot a detectorului sensibil la fază.

Amplificatoarele tensometrice asigură la ieșirea de curent o precizie de măsurare de $\pm$ 1,5% (raportată la întreaga capacitate a gamei).

1.3. Înregistratoarele

Variațiile de presiune se măsoară cu înregistratorul multicanal S.E. LABORATORY-2 006, pe hîrtie sensibilă la raze ultraviolete, prevăzut cu bucle galvanometrice de 1 mA/cm, marcaje de timp și amplitudine și viteză reglabilă.

Înregistrarea variațiilor de debit cu aparatele de pe panoul camerei de comandă nu este posibilă, deoarece viteza maximă a hîrtiei este de numai 2 mm/s. În această situație semnalele unificate (4 ÷ 20 mA) sînt furnizate unui alt aparat multicanal, de tip N-320/5, cu peniță, pe hîrtie milimetrică specială, înzestrat cu bucle galvanometrice corespunzătoare și reglaje ale amplitudinii semnalelor și vitezei înregistrării.

Temperatura, care determină vîscozitatea păcurei, este o mărime lent variabilă fiind suficientă citirea valorilor termice și folosind termocuple din instalație, fără a mai afecta canale pentru înregistrare.

La o viteză a hîrtiei de 50 mm/s se pot înregistra clar desfășurări cu frecvențe pînă la 100 Hz și se pot identifica cu exactitate intervale de timp de ordinul sutimilor de secundă.

În funcție de spațiul acordat fiecărui canal de măsurare, amplitudinea mărimilor înregistrate se poate aprecia cu o precizie mai bună de $\pm$1%, astfel că pentru întreg lanțul de măsură se poate garanta precizia de $\pm$2,5%.

1.4. Comanda

În vederea simulării pauzei A.A.R. se utilizează o schemă de temporizare cu releu, care comandă oprirea simultană a ambelor pompe din treapta a II-a și le repornește după intervalul prestabilit, reglabil pînă la 3 secunde.

În același timp cu declanșarea pompelor, dispozitivul furnizează un semnal-treaptă, care durează pînă la reanclanșarea lor automată. Acest semnal, obținut prin închiderea unui circuit cu baterie și rezistență de limitare a curentului prin bucla galvanometrică, sincronizează cele două înregistratoare, înscriind pe fiecare diagramă momentele de început și sfîrșit ale pauzei A.A.R.

2. Metodologia de măsurare

În executarea unor măsurări corecte se parcurg următoarele etape [11]:

— realizarea schemei din figura 2 (pentru ușurința interpretării diagramelor, în caz că probele se desfășoară în mai multe zile sau pentru reproductibilitatea lor, se recomandă ca pentru mărimile măsurate să se folosească de fiecare dată aceleași captoare, împreună cu cablurile respective, și să se repartizeze aceleași canale la amplificatoare și înregistratoare);

— reglajul de nul al amplificatoarelor și poziționarea corespunzătoare a peniței sau spoturilor luminoase pe hîrtia de înregistrare;

— calibrarea fiecărui canal de presiune pe scala pe care se va face măsurarea, introducînd de la amplificator semnalul de calibrare internă, a cărui semnificație procentuală, determinată în prealabil în laborator, reiese din buletinul tehnic al captorului [4 și 5] și calculînd coeficientul de sensibilitate (exemplu: 0,9 atmosfere pe milimetru de deviație a spotului față de poziția de zero pe hîrtia înregistratorului);

— calibrarea înregistratorului de debite, cu ajutorul unei surse de curent constant, pe cîteva trepte semnificative;

— montarea captoarelor la prizele de presiune, prin intermediul vaselor de separație, urmărind eliminarea completă a aerului și

asigurarea etanşeităţii, spre a nu denatura rezultatele;

— aplicarea presiunii la captoare, cu obţinerea pe diagrame a nivelului de referinţă, cuasistaţionar, comparabil cu indicaţia manometrelor înlocuite;

— notarea valorilor parametrilor principali ai cazanului;

— efectuarea probelor, conform celor arătate în capitolul următor, cu înregistrarea simultană a variaţiilor de presiune şi debit;

— demontarea captoarelor de la prizele de presiune şi verificarea poziţiilor de nul şi de calibrare pe înregistrări, ca expresie a perfectei funcţionări a sistemului de măsură;

— interpretarea diagramelor experimentale: determinarea, cu ajutorul coeficienţilor de sensibilitate calculaţi, a valorilor absolute sau a variaţiilor procentuale ale mărimilor în diferite momente ale evoluţiei lor în timp.

3. Rezultate experimentale

Se efectuează un număr de 5 probe în condiţiile din tabelul 1. Sarcina cazanului este în toate cazurile de circa 80 % din cea nominală. Se indică cu săgeată pompele care declanşează.

Tabelul 1

Proba nr.	Nr. pompe treapta I	Nr. pompe treapta II	Rezervor cu azot	Alimentare [%]		Pauza [secunde]
				păcură	gaz natural	
1	2↘	3	NU	100	0	180
2	2	2↘	DA	100	0	2,35
3	2	2↘	DA	50	50	2,5
4	2	2↘	NU	50	50	1,1
5	2	2↘	NU	50	50	2,6

Experimentările conduc la următoarele observaţii:

— La oprirea timp de 3 minute a pompelor din treapta I-a presiunea la refularea celor din treapta a II-a ($P3$) a scăzut cu 15 %, iar debitul de păcură pentru arzătoare ($D3$) cu 18 %. Înregistrarea facilitează stabilirea prin extrapolare a timpului maxim de funcţionare a turboagregatului fără prima treaptă de pompare.

— Punerea în evidenţă a rolului rezervorului tampon cu pernă de azot, în situaţia opririi pompelor din treapta a II-a, se face comparînd

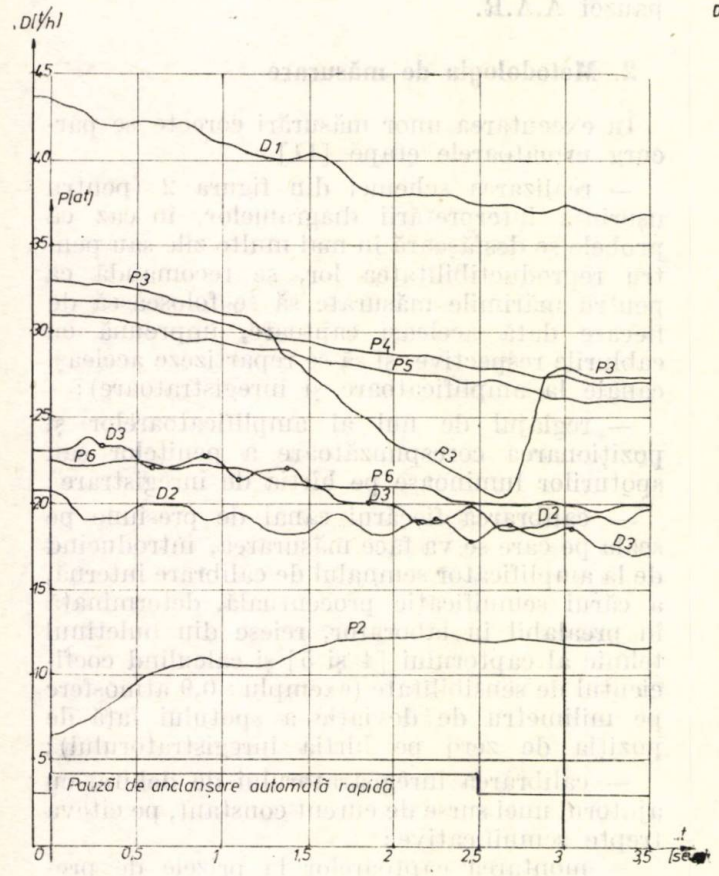


Fig. 6. Diagrame de presiuni şi debite la proba 3 (cu rezervor de păcură cu pernă de azot).

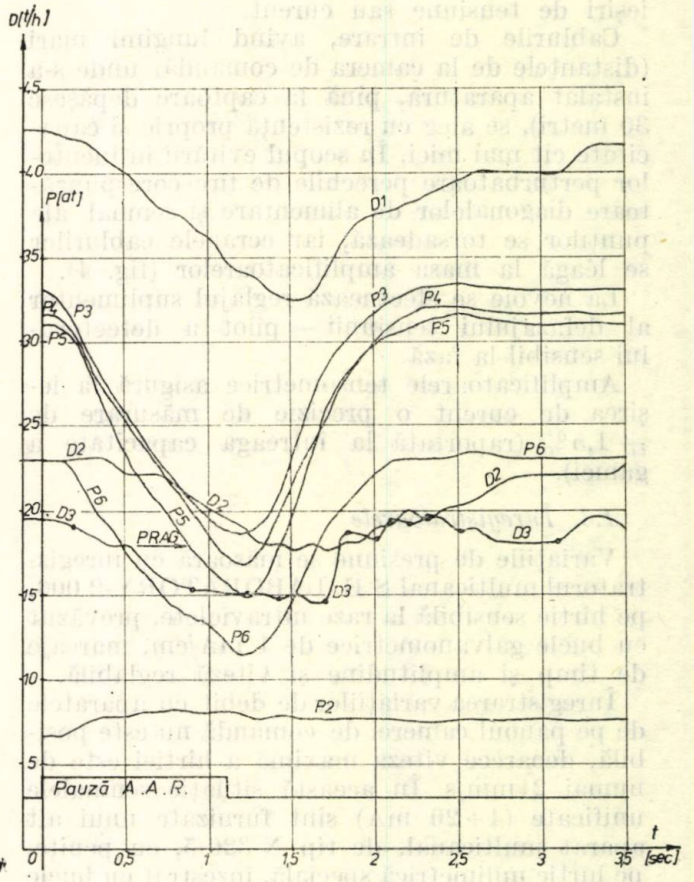


Fig. 7. Diagrame de presiuni şi debite la proba 4 (fără rezervor tampon cu pernă de azot).

diagramele reunite (presiuni și debite) corespunzătoare probelor 3 (fig. 6) și 4 (fig. 7), executate în condiții identice de alimentare. Astfel, dacă se întrebuințează azot (fig. 6), la declanșarea pompelor din treapta a II-a timp de 2,5 secunde, pierderea de presiune înaintea arzătoarelor ($P5$) este de 16 %, iar $D3$ se reduce cu 20 %, nepericlitîndu-se continuitatea arderii, în timp ce dacă nu se utilizează azotul (fig. 7), la o pauză de numai 1,1 secunde, $D3$ scade cu 38 %, iar $P5$ cu mult mai accentuat — 52 %, ajungînd sub valoarea la care este reglată protecția de presiune minimă. (Totuși, datorită alimentării mixte — păcură și gaz natural, ca și vitezei de răspuns scăzute a manometrului cu tub BOURDON din schema de automatizare existentă, nu s-a produs declanșarea cazanului). Interpolînd, rezultă limita de 0,87 secunde pînă la care $P5$ nu scade sub pragul admis.

— O reprezentare sugestivă a variațiilor de presiune în același punct de măsură (exemplu : $P4$ — după rezervorul tampon), dar în regimuri diferite, se dă în figura 8. Se observă că folosind

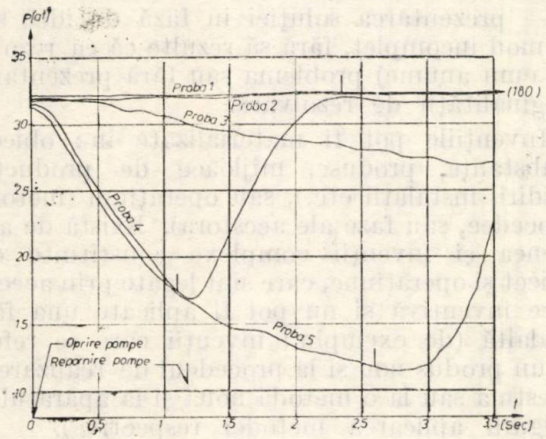


Fig. 8. Diagrame de variație a presiunii după rezervorul tampon cu pernă de azot, la cele 5 probe.

azot presiunea rămîne practic constantă pe durata pauzei A.A.R. (probele 1, 2 și 3), în timp ce fără azot are loc o cădere pronunțată, restabilirea fiind cu atît mai rapidă cu cît întreruperea este mai scurtă (proba 4 față de proba 5).

— Analiza aprofundată a micilor pulsații hidrodinamice apărute pe diagrame permite luarea unor măsuri de îmbunătățire a funcționării circuitului de alimentare complex din punct de vedere hidraulic [12] și al vibrațiilor [13].

— Pentru a avea o imagine globală asupra comportării cazanului, se citesc pe A.M.C. și valorile altor mărimi : presiunea, debitul și temperatura aburului, puterea turbogeneratorului, urmărindu-se schimbările din focar, toate datele culese se sintetizează apoi în tabele.

— Circuitele de alimentare cu păcură se pot studia prin analogie cu rețelele electrice, sau se pot modela fizic, ori matematic [14], însă, ținînd seama de multitudinea factorilor care intervin și de complexitatea dependențelor, sînt indispensabile experimentările în vederea optimizării.

4. Concluzii

Folosind captoare proprii și aparatură în majoritate românești s-au efectuat măsurări dinamice ale mai multor parametri ai unui circuit de alimentare cu păcură dintr-o termocentrală, vizînd găsirea unei soluții de menținere a funcționării la apariția unor scurte perturbații în alimentarea cu energie electrică a pompelor.

S-a demonstrat experimental importanța folosirii unui rezervor tampon cu pernă de azot, împreună cu cîteva echipări minime, în creșterea siguranței de funcționare pe întreaga durată a pauzei de anclanșare automată rapidă și, implicit, realizarea unor însemnate economii de combustibil prin micșorarea numărului de porniri ale cazanului.

Se propun unele direcții posibile în dezvoltare a studiului comportării dinamice a circuitelor de alimentare cu păcură din termocentrale, în scopul obținerii unor date noi, esențiale pentru perfecționarea proiectării.

Bibliografie

[1] *Oniceanu, C.* Determinarea comportării dinamice a circuitelor de alimentare cu păcură. București, lucrare internă ICEMENERG, 88.020/1979.
[2] *Penescu, T. și Petrescu, V.* Măsurarea presiunii în tehnică. București, Editura tehnică, 1968.
[3] *Rohrbach, Chr.* Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Gröben. Düsseldorf, VDI-Verlag, 1967.
[4] * * * Catalog de produse ale firmei Hottinger Baldwin Messtechnik GMbH.
[5] *Ștefănescu, D.M.* Măsurarea variațiilor de presiune folosind traductoare electrotensometrice rezistive. In : Revista Transporturilor și Telecomunicațiilor, anul VI, nr. 6, 1979, p. 335– 339.
[6] * * * Manualul inginerului termotehnician. București, Editura tehnică, 1961.
[7] *Doebelin, E.O.* Measurement Systems : Application and Design. New-York, Mc Graw-Hill Book Company, 1966.
[8] *Loghinov, V.N.* Electriceschie izmerenia mehaniceschih velicin. Moscova, Izdat Energia, 1976.
[9] *Martini, K.* Piezoelectric Measuring Method-its Application on Oilhydraulic and Pneumatic Components and Systems. In : Oilhydraulik und Pneumatik, anul XV, nr. 1, 1970, reprint 20067.
[10] * * * Cartea tehnică a tensometrului electronic cu 6 canale fabricat de I.E.M.I.
[11] *Ștefănescu, D.M.* Măsurarea presiunilor din conductele de păcură ale termocentralelor, în cazul declanșării pompelor de alimentare. București, lucrare internă I.M.F.C.A., N 606/1978.
[12] *Anton, V., Popoviciu, M. și Filero, I.* Hidraulică și mașini hidraulice. București, Editura didactică și pedagogică, 1978.
[13] *Buzdugan, Gh., Mihăilescu, E. și Radeș, M.* Măsurarea vibrațiilor. București, Editura Academiei, 1979.
[14] *Kogan, B.Ia.* Dispozitive electronice de modelare și folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată. București, Editura tehnică, 1964.

CZ 347.771

BREVETARE
SCHEME-BLOC

Protecția prin brevet a propunerilor de invenții ce conțin scheme-bloc

MELANIA RĂDULESCU, LIVIA POPESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Se știe că realizările umane sînt fie rezultate ale activității creatoare, precum creațiile literar-artistice, creațiile științifice și creațiile tehnice, fie rezultate ale experienței acumulate. Creațiile literar-artistice și cele tehnice sînt protejate prin legi de proprietate intelectuală, în schimb pentru creațiile științifice, în rîndul cărora se includ și descoperirile științifice, nu există în majoritatea statelor nici o formă legală de protecție, în unele state existînd un sistem specific de conferire a priorității descoperirii (URSS, RSC, RPU etc.).

Creațiile tehnice care se constituie în soluții tehnice concrete ale unor probleme din orice domeniu al vieții economico-sociale și care prezintă elemente de noutate, progres tehnic și aplicabilitate industrială sînt denumite invenții.

În Republica Socialistă România protecția activității de creație tehnică este legiferată prin Legea 62/1974 privind invențiile și inovațiile în care se specifică că pentru acordarea protecției unei soluții tehnice, aceasta trebuie să îndeplinească cumulativ următoarele condiții:

— să constituie o creație tehnică;

— să reprezinte o soluție tehnică;

— să prezinte noutate și progres tehnic pe plan mondial;

— să aibă aplicabilitate în orice domeniu al vieții social-economice.

Actul care certifică protecția soluției tehnice este brevetul de invenție care se eliberează de către OSIM, după o examinare de fond a fiecărei soluții tehnice. Brevetul de invenție asigură protecția pe teritoriul RSR, pe o durată de timp limitată (15 ani) cu începere din momentul constituirii depozitului reglementar la OSIM (în principal cererea de brevet + descrierea invenției redactată conform normelor în vigoare). În lege se specifică de asemenea că nu pot fi brevetate acele soluții tehnice care, deși îndeplinesc condițiile necesare pentru a fi invenții, contravin legilor țării sau normelor naționale în vigoare, regulilor de convietuire socialistă, sau care prin aplicarea lor ar afecta negativ dezvoltarea societății. Condițiile de brevetabilitate diferă de la o țară la alta, ele fiind valabile pentru societatea omenească aflată la un anumit nivel de dezvoltare. În RSR, de exemplu, conform vechii legi a invențiilor nr. 2 250/1967 nu puteau fi brevetate metodele de diagnostic și tratament medical, acestea devenind brevetabile numai după aplicarea actualei legi a invențiilor și inovațiilor.

Conform celor menționate mai sus, nu reprezintă o soluție tehnică:

— problema de rezolvat în sine, intenția de rezolvare a unei probleme, demonstrarea necesității și oportunității rezolvării unei probleme, prezentarea avantajelor ce ar rezulta din rezolvarea unei probleme.

— prezentarea soluției în fază de idee sau în mod incomplet, fără să rezulte că ea rezolvă (și cum anume) problema sau fără prezentarea originalității de rezolvare.

Invențiile pot fi materializate în: obiecte (substanțe, produse, mijloace de producție, clădiri, instalații etc.), sau operațiuni (metode, procedee, sau faze ale acestora). Există de asemenea și invenții complexe constituite din obiect și operațiune, care sînt legate prin aceeași idee inventivă și nu pot fi aplicate una fără cealaltă (de exemplu: invenții care se referă la un produs nou și la procedeul de realizare al acestuia sau la o metodă nouă și la aparatul ce asigură aplicarea metodei respective).

Din punct de vedere al noutății se poate face următoarea clasificare a invențiilor:

— invenții care rezolvă pentru prima oară o problemă folosind în acest scop o soluție tehnică originală-invenții pionier;

— invenții care rezolvă o problemă cunoscută folosind o soluție originală-invenții cu noutate totală;

— invenții care rezolvă o problemă cunoscută folosind în acest scop o soluție care nu este complet nouă-invenții cu noutate parțială.

Încadrarea propunerilor de invenții în această din urmă categorie este dificilă, atît pentru solicitantul de brevet, cît și pentru examinatorul de la OSIM. Pentru aceste propuneri de invenții sînt necesare unele criterii de analiză pentru a se putea face distincția (dacă există) față de soluțiile tehnice apropiate care rezolvă aceeași problemă. O parte din aceste criterii denumite în limbajul examinatorului de la OSIM „Spețe de examinare a noutății" se vor analiza în cuprinsul acestei lucrări.

* Oficiul de stat pentru, invenții și mărci (OSIM) — București.

I. Scheme-bloc. Reprezentarea soluțiilor tehnice prin scheme-bloc

Numeroase descrieri de invenții prezentate la OSIM conțin scheme-bloc. Printr-o schemă-bloc se înțelege reprezentarea schematică (în general prin dreptunghiuri) a unei instalații în care se desfășoară un anumit proces, reprezentare care cuprinde numai ansambluri de elemente ce îndeplinesc o funcție esențială, fără a se indica structura fiecărui ansamblu, precum și legăturile funcționale dintre ele.

Pentru exemplificare se reprezintă în continuare structura unei scheme-bloc a unui sistem de înregistrare prin linii :

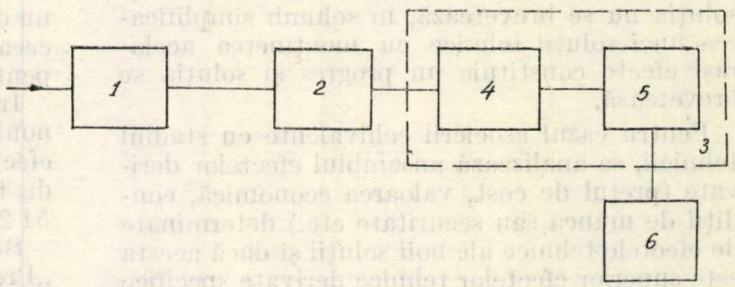


Fig. 1 : *1* — dispozitiv de măsurat ; *2* — organ de transmisie ; *3* — dispozitiv înregistrator ; *4* — organ înregistrator ; *5* — suprafața de înregistrare ; *6* — mecanismul de acționare.

Se accentuează asupra faptului că nu se solicită protecție pentru o schemă-bloc în sine, ci pentru o soluție tehnică reprezentată printr-o schemă-bloc.

Se constată astfel că un anumit proces, în circuit închis sau în circuit deschis, indiferent de complexitatea sa, poate fi transpus într-o schemă în care elementele sale componente, cele principale din punct de vedere funcțional prezentate cu ajutorul unei simbolizări convenționale, să redea în mod sugestiv fluxul tehnologic și transformările de stare ce se petrec în interiorul acestuia.

În descrierile de invenții,schemele-bloc pot să apară singure sau însoțite de scheme detaliate, fie ale unor blocuri ale schemei fie ale întregii scheme-bloc. De regulă, cînd descrierea invenției conține numai o schemă-bloc, aceasta presupune că toate blocurile schemei sînt cunoscute, aranjamentul lor în cadrul schemei fiind nou și determinînd efecte noi sau superioare față de alte soluții tehnice cunoscute. În acest caz se solicită protecția pentru noul aranjament al blocurilor în cadrul schemei-bloc, această solicitare fiind concentrată într-un capitol special al descrierii invenției denumit „revendicări". O detaliere a schemei-bloc nu este necesară, deoarece pentru un specialist, acest lucru nu constituie un impediment în înțelegerea ansamblului instalației și respectiv în proiectarea și realizarea acesteia.

În caz că descrierea unei invenții cuprinde o schemă-bloc și una sau mai multe scheme detaliate ale unor blocuri componente, descrierea trebuie analizată din punct de vedere al „principiului unității invenției", conform căruia, un brevet de invenție asigură protecția pentru o singură soluție sau un anumit tip de soluții derivate dintr-o aceeași idee inventivă. Cînd, în urma analizei efectuate, se constată că blocurile reprezentate prin scheme de principiu pot avea și o funcționare independentă față de schema respectivă, propunerea de invenție nu este unitară și, ca urmare, depozitul inițial trebuie divizat, pentru fiecare bloc cu funcționare independentă, înregistrîndu-se cerere de brevet separată. În caz că blocurile respective funcționează numai în cadrul schemei-bloc prezentate, invenția este unitară și protecția se va acorda atît pentru schema-bloc (dacă este nouă) cît și pentru blocurile respective, pentru fiecare în parte întocmindu-se revendicări separate.

Se întîlnesc și numeroase cazuri în care descrierile de invenții conțin scheme-bloc numai în sensul explicativ al soluției tehnice propuse spre brevetare. De regulă, astfel de scheme-bloc sînt însoțite și de scheme de principiu care explicitează și detaliază elementele soluției tehnice, elementele ce prezintă noutate fiind însă cuprinse în schemele detaliate. În acest caz protecția se acordă pentru elementele ce prezintă noutate și nu pentru schema-bloc.

Se vor prezenta în continuare o serie de propuneri de invenții pentru care se solicită cel mai des protecție, aflate la limita dintre brevetabil și nebrevetabil și a căror redactare, cît și rezolvare este deosebit de dificilă.

II. Criterii de analiză a unor propuneri de invenții ce conțin scheme-bloc

1. *Scheme bloc obținute prin asocierea a două sau mai multor blocuri cunoscute*

În primul rînd trebuie făcută mențiunea că asocierea blocurilor nu trebuie să fie o simplă juxtapunere, ci o îmbinare organică în care elementele asociate nu mai funcționează independent, condiționîndu-se reciproc.

Se pot deosebi trei cazuri :

— asociere echivalentă cu stadiul tehnicii ;

— asociere simplificată față de stadiul tehnicii ;

— asociere mai complicată decît stadiul tehnicii.

Pentru toate aceste cazuri trebuie analizate, în special efectele tehnice (atît cele principale datorate direct soluției tehnice cum ar fi : creșterea stabilității unor parametrii, creșterea preciziei, cît și cele derivate, care diferă în funcție de domeniul de aplicare a invenției : efecte economice, estetice, sociale etc.). Atunci cînd efectele tehnice ale noii soluții sînt superioare celor ce se pot obține cu soluțiile cunoscute, progresul tehnic fiind evident, în măsura în care sînt satisfăcute și celelalte criterii prevăzute de lege, noua soluție este brevetabilă. În caz că efectele tehnice ale noii combinații sînt egale cu efectele tehnice ale soluțiilor cunoscute, complicarea soluției tehnice cu menținerea acelorași efecte este un regres tehnic și soluția nu se brevetează, în schimb simplificarea unei soluții tehnice cu menținerea acelorași efecte constituie un progres și soluția se brevetează.

Pentru cazul asocierii echivalente cu stadiul tehnicii, se analizează ansamblul efectelor derivate (prețul de cost, valoarea economică, condiții de muncă sau securitate etc.) determinate de efectele tehnice ale noii soluții și dacă acesta este superior efectelor tehnice derivate specifice soluțiilor cunoscute, se consideră că s-a realizat un progres tehnic prin găsirea unei noi căi de rezolvare a unei probleme care permite beneficiarilor să aleagă în funcție de necesitățile lor specifice, calea care le este mai potrivită. În acest fel, în funcție de necesitățile economiei, de anumite condiții specifice (materii prime,

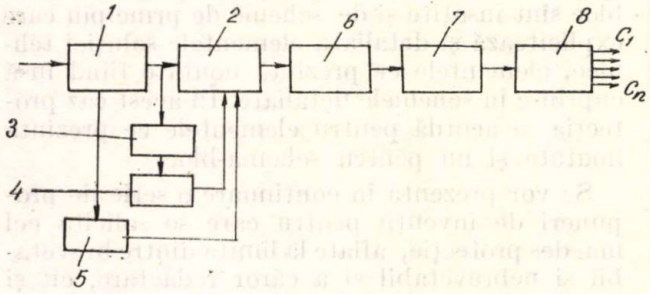


Fig. 2: *1* — etaj de intrare ; *2* — circuit de axare comandată ; *3* — circuit de diferențiere limitatoare ; *5* — detector de vîrf ; *6* — repetor pe emitor ; *7* — limitator cu nivel de limitare fix ; *8* — etaj de ieșire ; $C_1 \div C_n$ — consumatori.

posibilități de realizare, posibilități de aprovizionare etc.) va fi utilizată de fiecare dată cînd va fi nevoie acea soluție care conduce la maximum de eficiență.

Dacă însă și ansamblul efectelor derivate ca și cel al efectelor principale este egal și nu apar nici alte avantaje de alt ordin (cum ar fi de exemplu : lărgirea gamei de materii prime, îmbunătățirea aspectului produselor etc.) nu se poate vorbi de satisfacerea criteriului de progres tehnic și noua soluție nu va putea fi brevetată.

Se vor exemplifica cele menționate mai sus prin propunerea de invenție „Procedeu și dispozitiv de refacere și distribuire a impulsurilor".

Soluția propusă spre brevetare (fig. 2) este echivalentă din punct de vedere tehnic cu alte soluții cunoscute, care utilizează pentru refacerea formei impulsurilor limitarea lor superioară și inferioară cu ajutorul unor etaje de limitare sau al unor circuite basculante. Se observă că schema-bloc propusă este alcătuită din blocuri cunoscute dar a căror combinare produce efecte noi superioare și anume prin axarea semnalului înainte de limitare pe un nivel proporțional cu amplitudinea semnalului de la intrare, întîrzierea dintre semnalele de intrare și ieșire nu depinde de compoziția semnalului de intrare, ceea ce permite folosirea aceluiași distribuitor pentru oricare dintre semnalele folosite.

Întrucît propunerea de invenție prezintă o nouă asociere de blocuri cunoscute, asociere cu efecte tehnice superioare s-a acordat brevetul de invenție solicitat (brevet de invenție RSR 54 242).

S-a propus, de asemenea, spre brevetare un „Procedeu de pornire simultană a electromotoarelor" care prevede folosirea unui singur întrerupător ce pune sub tensiune un sistem secundar de bare la care sînt conectate motoarele.

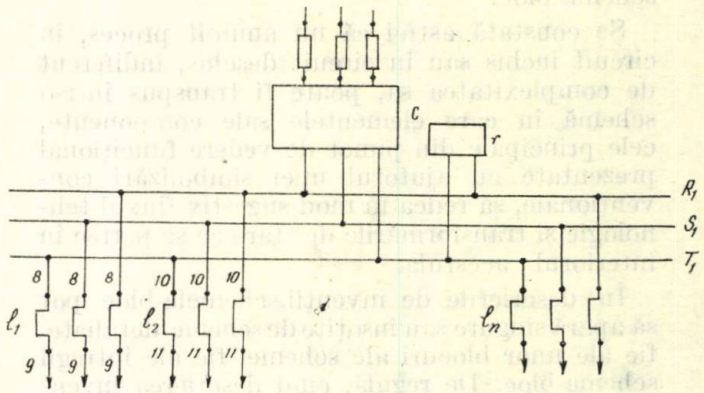


Fig. 3 : 1_1, 1_2,...1_n — relee termice ; c — contactor ; *r* — releu ; R_1, S_1, T_1 — bare de distribuție la electromotoare.

Procedeul propus, deși realizează o simplificare din punct de vedere constructiv, s-a dovedit lipsit de progres tehnic, și anume :

— în cazul apariției unei avarii la unul din motoare, releele termice ale acestuia vor determina declanșarea contactorului și oprirea tuturor contactelor, cu toate consecințele negative provocate de o astfel de eventualitate ;

— la dispariția tensiunii pe cel puțin o fază, motoarele se opresc și vor porni toate la reapariția tensiunii, ceea ce nu este de dorit, întrucît la unele utilaje sînt necesare măsuri de ordin tehnologic pentru a relua funcționarea, după cum există și pericolul accidentării persoanelor

neavizate de oprirea, respectiv pornirea motoarelor de acționare :

— soluția propusă impune supradimensionarea rețelei de alimentare pentru a putea prelua șocul de pornire ;

— protecția dprin siguranța prevăzută înainte de contactor este insuficientă, deoarece rezistînd la curentul total de pornire va rezista și în cazul avariei maxime (scurtcircuit simultan la toate motoarele).

Ca urmare brevetul de invenție nu a fost acordat.

Un alt exemplu este propunerea de invenție intitulată „Dispozitiv de comandă pentru invertoare trifazate cu tiristoare".

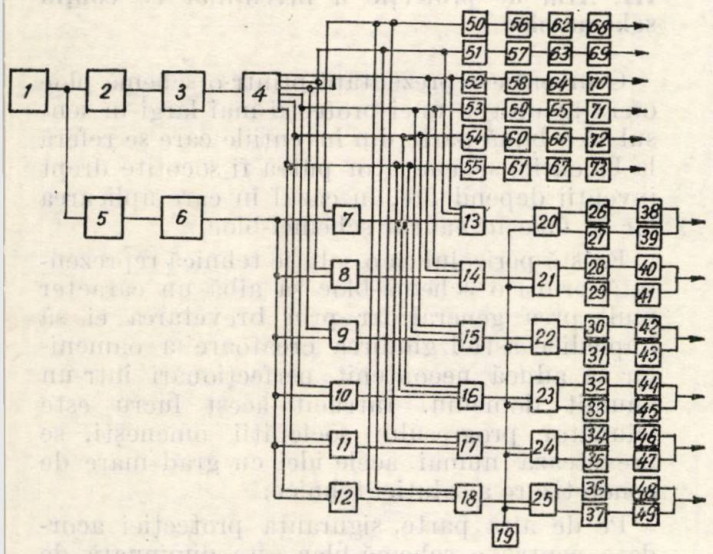


Fig. 4 : *1* — convertor tensiune-frecvență ; *2* — circuit monostabil ; *3, 6, 50 ÷ 55* — circuite NU ; *4* — numărător în inel ; *5* — circuit de întîrziere ; *7 ÷ 12* — circuite SI ; *13 ÷ 18* — circuite SAU ; *19* — generator de semnal *20 ÷ 25* — circuite comparatoare de nivel ; *26 ÷ 37* — amplificatoare de impulsuri ; *38 ÷ 49, 68 ÷ 73* — transformatoare de impulsuri ; *56 ÷ 68* — circuite de diferențiere ; *62 ÷ 67* — formatoare de impulsuri.

La data solicitării acestui brevet se cunoșteau scheme cu comandă încrucișată a tiristoarelor cu impulsuri scurte, la începutul perioadelor de conducție ale acestora ca și scheme la care pe porțile tiristoarelor se acționează cu trenuri de impulsuri pe perioade de conducție a acestora. În general, aceste scheme simple sînt formate dintr-un sistem de bobine, porți logice și condensatoare.

Dispozitivul propus, deși utilizează o schemă mai complicată realizează performanțe tehnice superioare și anume : împiedică stingerile necontrolate ale tiristoarelor prin aplicarea pe porțile lor a unui impuls continuu în timpul conducției și totodată realizează conducția tuturor tiristoarelor principale în același interval de timp bine determinat de la aplicarea impulsului de aprindere pe poarta tiristoarelor de stingere, același pentru toate tiristoarele. Aceste performanțe neputîndu-se obține cu soluțiile tehnice cunoscute, pentru această situație s-a acordat brevet de invenție (brevet RSR 66206).

2. *Folosirea schemei-bloc cunoscute într-un alt domeniu sau într-un caz particular din același domeniu*

În general, o nouă folosire a unei scheme-bloc cunoscută nu constituie decît o generalizare a aplicării schemei-bloc respective, pentru care autorul nu a desfășurat o activitate inventivă, contribuția sa fiind mai mult de natură organizatorică. În acest caz se acceptă drept invenție acea propunere la care mijloacele cunoscute sînt utilizate la rezolvarea altei probleme tehnice, iar efectele tehnice obținute sînt avantajoase în comparație cu efectele obținute prin aplicarea soluțiilor anterioare. Se va exemplifica, prin propunerea de invenție intitulată „Metodă și aparat pentru determinarea solicitării și a gradului la oboseală".

Cu metoda și aparatul, conform invenției se prelucrează semnalul biologic primit continuu de la subiectul cercetat, semnal ce decurge din activitatea cardiacă și se prezintă sub forma unor șiruri de unde succesive *R* și *T*.

Aparatul folosește o schemă-bloc cunoscută în electronică, aplicată însă în cazul particular al medicinii. Această nouă utilizare a necesitat intervenția creatoare a autorului întrucît

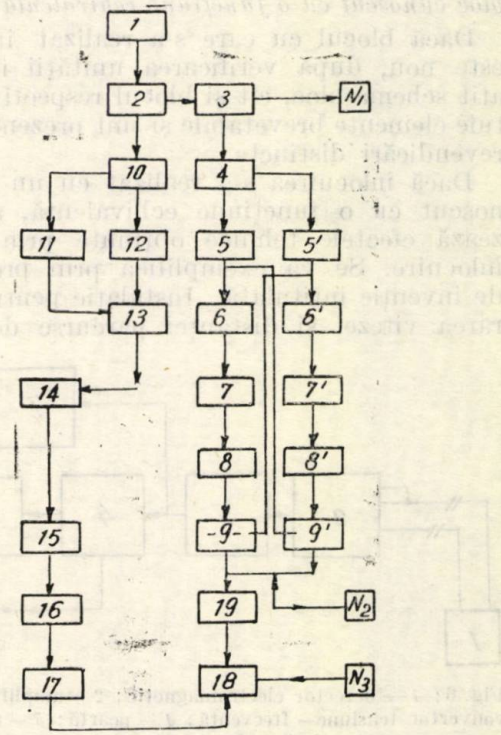


Fig. 5 : *1* — amplificator limitator ; *2, 4* — circuite bistabile ; *3, 5, 5'* — circuite de diferențiere și redresare pozitivă ; *6, 6', 8, 8', 19* — circuite monostabile ; *7, 7'* — circuite de diferențiere și redresare negativă ; *9, 9', 18* — circuite de coincidență ; *10* — circuit de diferențiere ; *11, 12* — circuite de redresare ; *13* — circuit de formare ; *14* — circuit de discriminare ; *15* — trigger Schmitt ; *16* — circuit de derivare ; *17* — circuit de întîrziere ; $N_1 \div N_3$ — numărătoare.

pentru înregistrarea semnalului EKG format din undele R și T, prelucrarea impulsurilor se realizează prin două lanțuri de circuite electronice identice. S-a ținut seama ,de asemenea, că fiecare undă R sau T folosită pentru delimitarea duratei ciclurilor cardiace este în același timp sfîrșitul unui ciclu și începutul ciclului următor și, ca urmare, trebuie introdusă în două măsurători. De asemenea, utilizarea acestui aparat pentru determinarea solicitării și a gradului la oboseală la înregistrarea continuă în condiții normale de viață a biocurenților produși de activitatea cardiacă permite urmărirea dinamică a evoluției stării organismului fără intervenția pe parcurs a vreunui cercetător. Totodată datorită afișării numerice, chiar subiectul în cauză își poate determina singur momentul apariției oboselii, precum și gradul de oboseală în care se află, ceea ce este esențial pentru evitarea accidentelor favorizate de oboseală.

Întrucît propunerea de invenție prezintă folosirea unei scheme-bloc cunoscută într-un alt domeniu cu aport creator din partea autorului și cu efecte tehnice superioare, s-a acordat brevetul de invenție solicitat (brevet RSR 58 906).

3. *Scheme-bloc la care s-a realizat înlocuirea unuia din blocuri cu un bloc nou sau cu un bloc cunoscut cu o funcțiune echivalentă*

Dacă blocul cu care s-a realizat înlocuirsa este nou, după verificarea unității invenției, atît schema-bloc, cît și blocul respectiv constituie elemente brevetabile și sînt prezentate prin revendicări distincte.

Dacă înlocuirea s-a realizat cu un bloc cunoscut cu o funcțiune echivalentă, se analizează efectele tehnice obținute prin această înlocuire. Se va exemplifica prin propunerea de invenție intitulată „Instalație pentru măsurarea vitezei și distanței parcurse de nave".

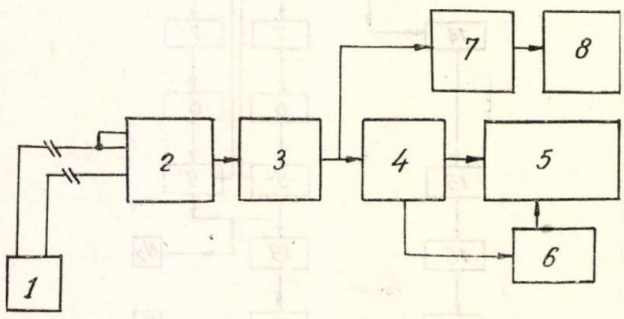


Fig. 6: *1* — detector electromagnetic; *2* — amplificator; *3* — convertor tensiune — frecvență; *4* — poartă; *5* — numărător; *6* — generator de impulsuri; *7* — divizor; *8* — contor.

Soluția folosește o schemă cunoscută pentru măsurarea vitezei și distanței parcurse de nave cu ajutorul unui detector electromagnetic al cărui semnal de ieșire este proporțional cu viteza navei. În schema-bloc cunoscută s-a înlocuit sistemul de afișare analogică cu un bloc cunoscut cu o funcționare echivalentă și anume convertorul tensiune-frecvență. Această înlocuire a avut ca urmare efecte tehnice superioare și anume o precizie de măsurare mai mare, eroarea sistemului analogic utilizat la soluțiile cunoscute fiind de 1,5 %, iar a convertorului tensiune-frecvență utilizat în propunerea de invenție de numai 0,2—0,3 %.

Întrucît în urma examinării s-a constatat că propunerea de invenție îndeplinește cumulativ toate condițiile necesare, s-a acordat brevetul RSR 66 275.

III. Aria de protecție a invențiilor ce conțin scheme-bloc

O invenție reprezentată printr-o schemă-bloc oferă avantajul unei protecții mai largi în sensul că o bună parte din invențiile care se referă la blocurile schemei vor putea fi socotite drept invenții dependente, în cazul în care aplicarea lor se face în cadrul schemei-bloc.

Există pericolul ca o soluție tehnică reprezentată printr-o schemă-bloc să aibă un caracter mult prea general iar prin brevetarea ei să împiedice astfel gîndirea creatoare a oamenilor să aducă necontenit perfecționări într-un anumit domeniu. Întrucît acest lucru este dăunător progresului societății omenești, se brevetează numai acele idei cu grad mare de concretizare a soluției tehnice.

Pe de altă parte, siguranța protecției acordate pentru o schemă-bloc este diminuată de faptul că sînt posibile multiple invenții paralele, realizate prin modificări de structură care conduc la scheme-bloc cu fizionomii diferite, care lasă greu sau deloc să se întrevadă asemănări cu modelul de referință.

Din această cauză este bine ca titularul unei invenții referitoare la o schemă-bloc să-și asigure protecția tuturor variantelor și soluțiilor tehnice derivate din soluția de bază.

Solicitarea protecției pentru o invenție reprezentată printr-o schemă-bloc prezintă însă un risc mult mai mare decît aceea pentru o schemă de principiu. Aceasta deoarece, pe parcursul examinării în cadrul OSIM, unei scheme-bloc îi sînt opozabile atît schemele-bloc similare, cît și schemele de principiu care pot fi transformate în scheme-bloc prin identificarea funcțiunilor ce le au diferite părți (blocuri) ale lor și fracționarea corespunzătoare în blocuri.

IV. Concluzii

Din analiza prezentată în lucrare se pot extrage cîteva condiții mai importante pe care o propunere de invenție ce conține scheme-bloc

trebuie să le îndeplinească în vederea acordării unei protecţii optime :

— soluţia prezentată sub formă de schemă-bloc să fie cît se poate mai concretă, întrucît schemele-bloc cu grad mare de generalitate nu sînt admise ;

— solicitantul unei propuneri ce conţine scheme-bloc este bine să-şi asigure totodată şi protecţia pentru toate soluţiile derivate din aceeaşi idee inventivă ;

— avînd în vedere că în majoritatea cazurilor propunerile actuale de invenţii prezintă noutate parţială, încadrîndu-se într-o speţă de examinare (asocieri de blocuri noi, noi aplicări etc.) este necesar să fie prezentată şi cel puţin o schemă de principiu pentru a se putea demonstra că elementele cunoscute au suferit adaptări creatoare sau modificări care să stea la originea efectului tehnic superior obţinut ;

— propunerile de invenţii referitoare la o metodă sau procedeul şi la aparatul sau dispozitivul de aplicare a metodei sau procedeului se prezintă în cadrul unei singure descrieri de invenţii, elementele de noutate fiind cuprinse în cadrul a două revendicări ;

— pentru o schemă-bloc nouă şi unul sau mai multe blocuri noi, se verifică mai întîi „principiul unităţii invenţiei". În caz că acesta este satisfăcut, se solicită o singură protecţie şi se redactează separat revendicări pentru schemă şi pentru bloc ; în caz că nu este satisfăcut acest principiu, se solicită protecţie separată (două depozite depuse la OSIM) ;

— pentru cazul soluţiilor rezultate în urma asocierii mai multor blocuri cunoscute, a înlocuirii unui alt bloc într-o schemă cunoscută, a folosirii schemei-bloc în alt domeniu etc.) se vor analiza efectele tehnice noi obţinute şi numai după aceea se va solicita protecţie.

Bibliografie

[1] * * * Legea 62/1974 privind invenţiile şi inovaţiile. In : Buletinul Oficial al RSR 137/02.11 1974.

[2] *Erhan, V., Sandu, V.* Protejarea creaţiilor tehnice sub forma invenţiilor brevetabile. Lucrare de absolvire a cursurilor CEPECA ale Academiei „Ştefan Gheorghiu", seria 1978.

[3] *Rădulescu, M., Popescu, L.* Procedura de examinare a îndeplinirii condiţiilor de brevetabilitate în cazul invenţiilor prezentate sub formă de scheme-bloc. Lucrare de absolvire a cursurilor CEPECA ale Academiei „Ştefan Gheorghiu", seria 1980.

[4] *Dobre, V.* Protecţia şi brevetabilitatea schemelor-bloc. In : „Invenţii şi inovaţii", nr. 1, 1977 p. 6—10.

[5] *Marinete, L.* Examinarea, componentă de bază a activităţii invenţiilor. In : „Invenţii şi inovaţii", nr. 1, 1969 ,p. 1—7.

[7] *Pau, E.* În legătură cu noţiunea de noutate a invenţiilor brevetabile. In : „Invenţii şi inovaţii" nr. 3, 4, 1971, p. 81—85, 125—129.

[7] *Pau, E.* Unele probleme legate de examinarea invenţiilor. In : „Invenţii şi inovaţii", nr. 6, 1971, p. 201—206.

[8] *Pau, E.* Criterii folosite la examinarea invenţiilor. In : „Invenţii şi inovaţii", nr. 1, 1967, p. 2—5, p. 121—125

Sisteme de comunicaţii complexe — RFT

Comunicaţii telefonice prin fibre optice

O alternativă promitătoare a cablurilor telefonice convenţionale o reprezintă folosirea fibrelor optice din sticlă.

Transmiterea informaţiilor, comunicaţiile telefonice, programele de televiziune, datele etc., se realizează cu ajutorul luminii, beneficiind de efectul binecunoscut al propagării luminii în fibrele de sticlă curbate datorită reflecţiei permanente a luminii în lungul fibrei. Transmisia mesajelor prin fibrele optice, fabricate de VEB Nachritenelektronik, demonstrată prin conectarea sistemului de transmisie numerică „PCM 120", oferă avantaje economice considerabile.

Faţă de consumul masiv de material în cazul cablurilor convenţionale (pentru un kilometru de cablu pentru transmisii telefonice pe două sensuri sînt necesare 340 kg de cupru şi mai mult de 1 tonă plumb), transmisia pe acelaşi număr de linii prin fibrele optice nu are nevoie decît de 180 g sticlă. Greutatea minimă, ca şi dimensiunile reduse ale cablului cu fibre optice nu implică lărgirea considerabilă a canalelor şi puţurilor de cabluri existente.

Fibrele optice oferă, printre altele, şi avantajul de a nu avea potenţial electric, fiind, în acelaşi timp, insensibile la influenţa perturbaţiilor.

Dimensiunile reduse ale fibrelor optice permit, de asemenea, formarea de grupuri individuale de fibre în cabluri, ceea ce atestă capacitatea mare de transmisie.

Într-o secţiune de linie cu fibre optice care face parte din sistemul de transmisie MIC al tipului „PCM 120", lumina infraroşie este utilizată ca suport al informaţiilor. Lumina este produsă de o diodă luminescentă cu arsenură de galiu. Analog, lîngă receptor o fotodiodă de avalanşă cu siliciu serveşte drept convertizor optoelectronic pentru transformarea inversă a luminii în semnale electrice.

* * *

Sistemele electronice de comunicaţii telefonice „ENSAD"

Sistemele electronice de comunicaţii telefonice „ENSAD", dezvoltate în comun de industria de telecomunicaţii din URSS şi R.D.G., oferă, datorită complexului său de comandă liber-programabilă o multitudine de performanţe inedite pentru administraţia poştală şi pentru abonaţii telefonici. De asemenea, abonaţii telefonici racordaţi la centrale de tipul „ENSAD" au posibilitate de a interveni într-o comunicare cu abonatul apelat pentru a-i anunţa apelul şi pentru a accelera stabilirea unei convorbiri. Totodată, are posibilitatea de a stabili citirea conferinţelor între şapte abonaţi care la rîndul lor pot, în timpul unei comunicări telefonice să apeleze un al treilea abonat cu care să intre în discuţie fără a avea o comunicare stabilită.

Alte performanţe noi ale sistemului sînt numerotarea prin claviatură, numerotarea abreviată a numerelor prea lungi, suspendarea (blocarea traficului, intrînd pentru un interval oarecare de timp cu informaţii pentru abonatul apelat, iar acesta la rîndul lui anunţă dacă poate sau nu comunica cu respectivul); servicii de apel automat pentru trezit; blocajul traficului de ieşire, chestionarea pentru intervenţie a unei operatoare (care poate fi apelată pentru a se stabili o comunicare de natură manuală sau automată în funcţie de centrala de plecare); transferul convorbirii (comunicarea stabilită între doi abonaţi poate fi transferată la un al treilea abonat care continuă comunicarea cu ceilalţi doi), servicii de informaţii, restabilirea convorbirii în cazul cînd convorbirea stabilită prima dată este de calitate nesatisfăcătoare) şi, în final, restricţionarea traficului.

De asemenea, sistemul mai oferă posibilitatea înregistrării datelor (zile, ore), a numerelor apelate, a taxelor şi altor caracteristici ale traficului ieşit.

Sistemul „ENSAD" oferă administraţiei poştei şi tele comunicaţiilor o automatizare sensibilă a serviciilor de exploatare telefonică şi economii considerabile ale timpului de lucru pentru montaj, fiabilitate, reparaţii şi exploatare.

* * *

Teleimprimatoare electronice cu manipulare confortabilă

Noile teleimprimatoare electronice de emisie-recepţie din familia „F 1 000" produse de VEB Kombinat Nachrichtenelektronik corespund celor mai elevate exigenţe pe planul performanţelor, fiabilităţii şi uşurinţei în manipulare. Ele aparţin unei noi generaţii de echipamente de telex, pentru care cea mai importantă caracteristică este substituirea prin grupe funcţionale electronice a dispozitivelor de comandă mecanică. Concepţia lor tehnică permite asigurarea unei permanente disponibilităţi de serviciu la minimul de putere absorbită. Zgomotul de funcţionare este redus, datorită aplicării imprimării cu raster şi reducerii numărului de grupe funcţionale mecanice, astfel încît teleimprimatoarele pot fi instalate direct la birouri. Un alt avantaj oferit de aceste teleimprimatoare este faptul că nu necesită instruire sau pregătire specială a personalului de serviciu, întrucît tastatura este de tipul celei de la maşina de scris, şi pentru că o serie de funcţii automatizate uşurează manipularea. Vocalele intermediare, spre exemplu, sînt introduse automat. La sfîrşitul liniei predeterminate, un dispozitiv automat declanşează funcţia de comandă „returul carului/linie/returul carului", placa de ajustaj de la sfîrşitul liniei variabile permiţînd separarea corectă a cuvintelor. Un alt dispozitiv automat de vizibilitate transportă hîrtia cu patru operaţii de avans de linie pentru a face vizibil caracterul imprimat anterior.

La continuarea imprimării, dispozitivul face să fie returnată hîrtia în poziţia originală. Pentru asigurarea unui serviciu raţional de telex aceste teleimprimatoare sînt prevăzute cu memorii pentru 16 caractere.

Teleimprimatoarele pot funcţiona la trei viteze de modulare comutabile: 400, 600 sau 800 caractere pe minut.

* * *

Eficienţă elevată în transportul feroviar prin intermediul sistemului de radiocomunicaţii FM

Exploatarea raţională a materialului rulant constituie un imperativ cerut de creşterea permanentă a taxelor de transport şi de densitatea crescîndă a circulaţiei, pe de o parte, ca şi de problema economiei de energie pe de altă parte.

Mijloacele moderne de telecomunicaţii pot contribui la raţionalizarea operaţiilor de transport şi transbordare, şi în consecinţă, pot asigura optimizarea eficienţei transportului.

În acest context, VEB Kombinat Nachrichtenelektronik a iniţiat dezvoltarea de sisteme specializate pentru asigurarea comunicaţiilor în transporturi, de exemplu, sistemul de radiocomunicaţii FM cu aplicaţii în domeniul feroviar. Acest sistem permite stabilirea unor comunicaţii radiotelefonice între staţii fixe şi garniturile feroviare din orice punct al traseului. Datorită acestei comunicaţii dispecerul de linie obţine în permanenţă informaţii detaliate referitoare la locul unde se află trenul, starea liniei, starea semnalelor luminoase etc., ceea ce îi permite recunoaşterea la timp a neregularităţilor în parcurgerea traseului şi iniţierea unor măsuri corespunzătoare.

Optimizarea parcurgerii traseului devine posibilă prin utilizarea sistemului de radiocomunicații feroviare, în condițiile reducerii consumului de energie. În afară de aceasta, sistemul asigură creșterea capacității de pasaj a liniilor feroviare prin vitezele sporite ale garniturilor și evitarea opririlor. Aceasta face posibilă o mai bună exploatare a materialului rulant și realizarea unor economii însemnate pe planul personalului de serviciu, fără reducerea siguranței în exploatare.

* * *

Echipamente și sisteme electronice de comunicație pentru necesitățile de astăzi și de mîine din domeniul telecomunicațiilor, oferite de RFT la Tîrgul de primăvară — Leipzig 1982

Cu ocazia ediției din 1982 a Tîrgului de primăvară de la Leipzig, VEB Kombinat Nachrichtenelektronik a oferit, echipamente și sisteme electronice de comunicație pentru necesitățile de astăzi și de mîine în domeniul telecomunicațiilor. Cu ajutorul acestora pot fi soluționate diferite probleme în domeniul traficului telefonic, al telecomunicațiilor numerice și cu curenți purtători, al traficului telegrafic, al schimburilor uzinale de informații, al radiocomunicațiilor în plan comercial și pe UUS, zonele rurale pot fi integrate rapid în sistemul de telecomunicații, putînd fi raționalizate procesele de lucru și de supraveghere în toate sectoarele economiei și circulației.

Microelectronica și convertire în numerie — echipamente pentru telecomunicații și tehnica de calcul

Oferta prezentată la tîrg oglindește rezultatele obținute pînă în prezent pe baza aplicării intense a microelectronicii, nivelul atins în procesul de convertire în numeric a echipamentelor pentru telecomunicații, precum și conlucrarea funcțională între aparatura electronică pentru telecomunicații și tehnica de calcul în cadrul comenzii proceselor industriale. Totodată, programul expozițional a ilustrat faptul că combinatul Nachrichtenelektronik este în stare să realizeze proiecte complete și soluții de probleme în domeniul transmiterii informațiilor pe circuite telefonice și telegrafice, respectiv stabilirea rapidă de legături fără perturbații între parteneri aflați la distanțe mari unul față de celălalt. Echipamentele și sistemele de comunicație oferite au la bază cele mai recente cuceriri în domeniul științei și tehnicii, obținute de propriul potențial de cercetare și dezvoltare.

Echipamente numerice pentru telecomunicații

Un loc deosebit în evidențierea performanțelor echipamentelor electronice pentru telecomunicații RFT revine, „Echipamentelor numerice pentru telecomunicații". În cadrul acestui complex, luînd drept exemplu sistemul telefonic interurban electronic OZ 4 000, se face o demonstrație a colaborării între unitățile RFT-Nachrichtenelektronik și Robotron-Rechentechnik. Centrala telefonică locală OZ 4 000 este un reprezentant al sistemului unitar de telecomunicații pentru telefonie analogică și numerică (ENSAD) care a fost pus la punct pe baza colaborării cu U.R.S.S. Ca centrală de capacitate medie, aceasta permite racordarea a 512 pînă la maximum 4 096 de abonați. Întrucît dispune de un cîmp de cuplare cu două conductoare cu divizarea spațiului, se pot transmite direct, la alegere, atît semnale de joasă tensiune, cît și semnale cu modularea frecvenței impulsurilor. Datorită acestui lucru este posibilă o utilizare flexibilă în rețelele locale și rurale. Ca toate centralele ENSAD, și centrala OZ 4 000 prezintă pentru abonați și serviciile de telecomunicație o serie întreagă de facilități noi.

Centrala telefonică locală cu comandă automată a proceselor

Centrala telefonică locală OZ 4 000, ale cărei particularități constructive și tehnologice sînt demonstrate pe baza unor racuri selecționate, posedă, pentru comanda aparaturii telefonice, un complex de comandă ENSAD. Acesta servește la comanda programată a proceselor telefonice și, astfel, la o realizare mai rapidă a legăturilor, precum și la executarea programată a unor asemenea operații administrative cum sînt, de exemplu, centralizarea taxelor, operații statistice sau calcule economice de plan. Complexul de comandă ENSAD are la bază rezultatele obținute pe linia dezvoltării de Centrul pentru cercetare și tehnică din cadrul combinatului VEB Kombinat Robotron și de Institutul de cercetări sovietic NIZEWT. Acesta constituie o variantă modernizată a complexului de comandă NEWA 1 M, destinat centralelor telefonice interurbane sovietice, fiind realizat în colaborare de către combinatul Robotron și combinatul Nachrichtenelektronik. Pe lîngă siguranța mare în funcționare, complexul de comandă se caracterizează prin existența programelor de diagnoză și avarie, siguranța fiind obținută prin dublarea dispozitivelor decisive : procesor principal, memorie cu semiconductoare (memorie operativă, memorie de program), dispozitiv de transmitere a memoriei, comandă de racordare pentru periferia aparatului, interfață pentru periferia telefonică și instalație de alimentare cu curent. Pe lîngă aceste grupe funcționale dublate, din configurația de bază a complexului de comandă ENSAD fac parte grupa funcțională, panoul de comandă, precum și, dispozitive ale periferiei aparatului, un cititor de bandă de hîrtie perforată, un perforator de bandă de hîrtie, patru teleimprimatoare, patru memorii pe bandă magnetică în casetă și o priză de legătură standard. Procesoarele centrale funcționează sincron. În ceea ce privește acțiunea asupra comenzii de racordare a aparaturii telefonice este activ, de fiecare dată, numai un procesor. Celălalt funcționează paralel sub formă de rezervă. Ambele procesoare sînt legate între ele prin comparatoare care verifică rezultatele prelucrării informațiilor în ceea ce privește echivalența. În caz că se constată o diferență, se produce un semnal de întrerupere care declanșează startul unui program intern de diagnoză.

Complexul de comandă ENSAD poate fi utilizat pentru comanda unor centrale telefonice cu 1 000 pînă la 4 000 unități de apel care lucrează, în funcție de necesități, în rețele cu și fără centru de funcționare și reparații.

Avantajele prezentate pentru utilizatori de transmisiunile moderne, cu programare prin memorie, cum este cazul echipamentului OZ 4 000, sînt demonstrate de receptoare selective cu claviatură MFC din familia de aparate terminale telefonice „alpha". Întrucît stabilirea legăturii în OZ 4 000 are loc sincron cu timpul de introducere prin claviatură, durata operației de compunere a numărului de apel se reduce considerabil. În caz de ocupat este posibilă o repetare a operației de apel a numărului de abonat, care a fost introdus ultimul, prin apăsare pe tastă. Semnalizarea spre centrală, chiar și în timpul convorbirii, este posibilă cu ajutorul unei a doua taste speciale. Aceasta se utilizează în cazul solicitării unor anumite servicii suplimentare, cum sînt de exemplu apelare la un al treilea abonat de telefon care nu participă la convorbire, comutarea legăturii pe un alt abonat sau stabilirea numărului de telefon (prinderea) al abonatului chemător.

Transmisia numerică și cu ghizi de lumină a informațiilor

Pe linia transmisiunilor de informații numerice și cu ghizi de lumină se prezintă familia de sisteme PCM 30/PCM 120. Remarcabil este faptul că și sistemul secundar PCM 120 permite transmisia de informații prin intermediul unor linii principale simetrice nepupinizate ale unor cabluri de joasă frecvență cu perechi multiple, lucru caracteristic pentru sistemul primar PCM 30. În felul acesta sporește eficiența

cablurilor deja instalate. Transmisiile de informații cu ghizi de lumină atrag atenția asupra multor avantaje tehnice și economice pe care le oferă folosirea domeniului de unde luminoase pentru transmisia de informații.

Soluții tehnice pentru rețelele de telecomunicație rurale

Un al doilea sector expozițional important îl constituie telefonia în mediul rural. Această soluție de sistem completă permite edificarea unor servicii de comunicație de înaltă calitate în zone rurale și de litoral, precum și pe insule, caracterizate prin drumuri neamenajate, distanțe mari și densitate demografică redusă. Drept componente ale sistemului, la tîrg s-au expus sistemul radiotelefonic cu FUÎ/FFÎ, sistemul cu curenți purtători VZ/V 12/24 și postul transportabil de radiorelee RT 24—400 F 0009.

Componentă centrală a soluției de sistem pentru telefonie rurală RFT este sistemul radiotelefonic FUÎ/FFÎ. Prin intermediul radiotransmisiunii acesta permite racordarea localităților situate la mare depărtare la centralele telefonice existente în cadrul rețelelor telefonice regionale sau naționale. Pe baza acestuia, în statul federal mexican Guerrero s-a realizat un proiect pilot cu ajutorul căruia au fost integrate în rețeaua de telecomunicații 45 de localități situate într-o zonă muntoasă, cu drumuri impracticabile. În cazul respectiv este vorba despre cel mai mare proiect dintr-o serie de proiecte pilot care se realizează în țări în curs de dezvoltare pe baza recomandărilor făcute de Uniunea Internațională de Telecomunicații UIT.

Nou amplificator universal pentru familia de echipamente cu curenți purtători

În cadrul familiei de echipamente cu curenți purtători VZ/V 12/24 se oferă un nou amplificator universal FFJ. Acesta servește la echilibrarea atenuării dependente de frecvență a liniilor, respectiv a cablurilor telefonice de joasă frecvență pupinizate sau nepupinizate, precum și la ridicarea nivelului la dispozitivele de joasă frecvență în regim de funcționare cu două și cu patru conductoare. Amplificatorul universal funcționează ca amplificator cu două conductoare, ca amplificator cu patru conductoare, precum și ca amplificator cu două și patru conductoare.

Rețelele radio complete

Complexul expozițional de „rețele radio" informează cu privire la paleta de export a combinatului în domeniul aparaturii de radioemisiune și radiorecepție. RFT oferă aparatele de emisiune-recepție SEG 15 D și SEG 100 D cu o putere de 15, respectiv 100 W, pentru acoperirea unor distanțe mici pînă la mijlocii, receptoare pentru telecomunicații din seria de tipuri EKD pentru recepția pe bandă laterală unică pe unde scurte, precum și sistemul de radioemisiune pe unde scurte KSS 1300 pentru utilizarea în traficul interurban. Utilajul KSS 1300 este parte componentă a unei serii de tipuri eșalonate după putere de radioemițătoare comerciale pe unde scurte. Emițătorul poate fi telecomandat și telemodulat, așa că echipamentul poate fi folosit în stații de radio fără personal.

Transmițătorul Morse cu comandă prin microcalculator

Pentru prima dată se expune transmițătorul Morse MGS 80, automat și cu comandă prin microcalculator, care este destinat utilizării pentru transmiterea informațiilor în telegrafia Morse în condiții aspre de exploatare. Funcțiunile și construcția sa permit utilizarea peste tot unde telegrafia Morse este superioară față de alte forme de comunicație. Introducerea informațiilor se efectuează cu ajutorul unei tastaturi similare cu cea a teleimprimatoarelor. Datorită aplicării consevente a principiului de selecție prin tastatură s-a putut renunța aproape la toate celelalte funcțiuni ale echipamentului. Prelucrarea informațiilor este asigurată de unitatea centrală de calcul K 2 521. Posibilitatea de programare asigură o amplă transparență a codului. Transmițătorul Morse este dotat cu o memorie tampon cu tastatură și cu o memorie alfanumerică corectabilă. Pentru extragerea informațiilor se pot racorda, optativ, teleimprimatoare electronice sau mecanice cu viteza de avansare a selectorului pas cu pas de 100 sau 50 bauds.

Teleimprimatoare electronice

Prezentînd unele variante selecționate din cadrul seriilor constructive F 1100 (teleimprimatoare de emisiune-recepție) și F 1200 (teleimprimatoare de recepție), la ediția Tîrgului din Leipzig 1982, s-au scos în evidență posibilitățile de utilizare universală a familiei de teleimprimatoare RFT F 1000. Teleimprimatoarele, dotate cu circuite larg integrate din sfera microelectronicii, prezintă viteze comutabile de telegrafiere de 50, 75 și 100 bauds fără necesitatea unei reechipări. Construcția modernă permite realizarea unor deziderate speciale ale utilizatorilor, cum sînt, de exemplu, tastaturi tipice pentru mașinile de scris, tastaturi complete sau variante cu 3 registre, de exemplu, pentru redarea a trei familii de litere. Dintre teleimprimatoare au fost expuse echipamentul complet electronic pentru corecția erorilor FKG 1001, precum și echipamente de service.

Sisteme de comunicație pentru economie, industrie, circulație

Un loc deosebit în cadrul programului expozițional al combinatului VEB Kombinat Nachrichtenelektronik a revenit echipamentelor și sistemelor destinate realizării de comunicații raționale în sfera economiei și industriei și, în special, a circulației. Soluțiile tehnice oferite au la bază aparatura radio pe UUS pentru circulație, aparatura pentru legătură telefonică simplex, electroacustica și echipamentele de observare de la distanță. Printre ele se înscriu un sistem radiotelefonic pentru trenuri, o instalație centrală de întreprindere pentru legătură telefonică simplex ZBWL—K, o instalație de distribuție de linii, un post universal de telefon, o instalație perfecționată pentru trenuri de călători IUC, precum și o instalație de observare de la distanță FBA 3010, pusă recent la punct, destinată utilizării în condiții extreme ale mediului ambiant. O noutate în ofertă o reprezintă, de asemenea, dispozitivul de înclinare și rabatare a camerei de luat vederi KSNE 2 040 pentru alegerea direcției de observare a unei camere de televiziune, pe orizontală și verticală, cu ajutorul unei telecomenzi.

MAGYAR ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖZPONTI KÖNYVTÁR

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

ORGANIZATĂ DE
CENTRUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ PENTRU SEMICONDUCTOARE: Comisia inginerilor și tehnicienilor

Ediția a 5-a a Conferinței de semiconductoare va avea loc la Timișu de Sus în perioada 7—9 octombrie 1982 având următorul profil:

- dispozitive semiconductoare analiză și modelare
- tehnologii și metode de caracterizare
- metode și sisteme de testare (semiconductoare)
- aplicații (semiconductoare)

1982 NOV 1 71

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte interdependente. Termenele limită de primire a materialelor sînt:

- **Rezumate extinse (250 cuvinte) 15 iunie 1982**
- **Lucrări și rezumate scurte (75 cuvinte) 30 iunie 1982**

Rezumatele și lucrările se vor trimite tovarășului Bădilă Marian la adresa: CCSITS (ICCE) Str. Erou Iancu Nicolae, Nr. 32 B Sector 2, Cod 72996, București, tel. 33 38 30/508 sau 33 30 40

E 2040 I/1

[illegible] RALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 4 • MAI 1982

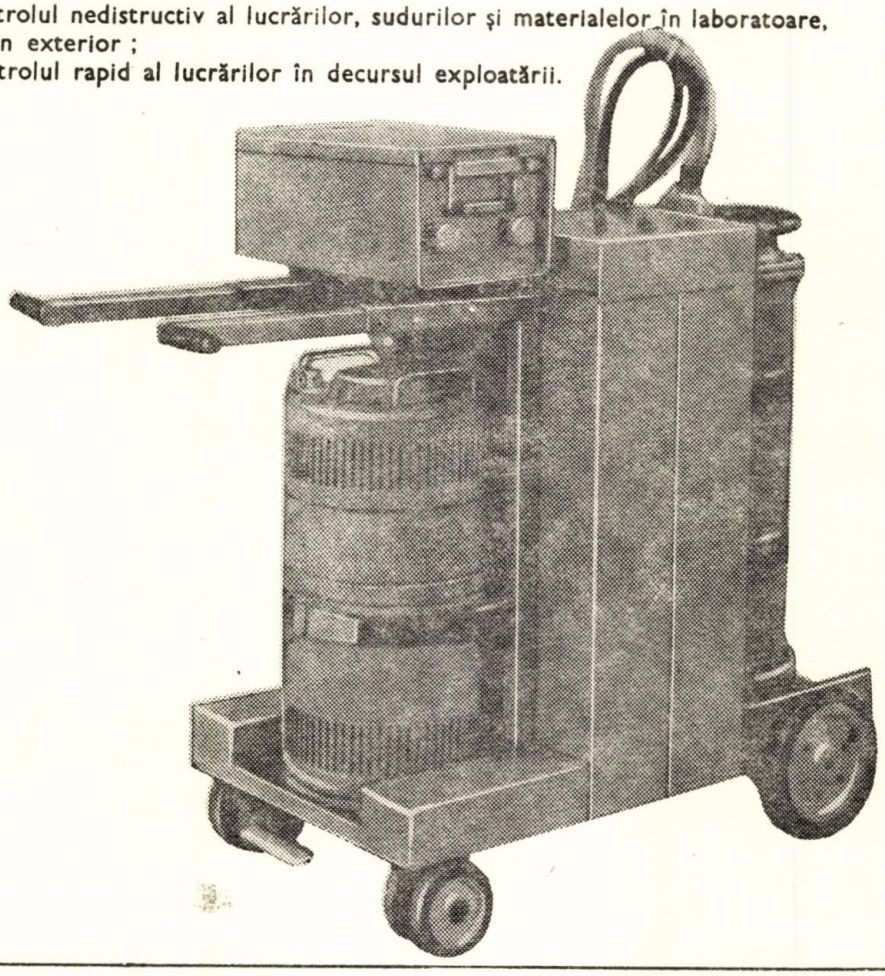
Aparat cu raze X transportabil RAP-150-7

Sînt garantate radiograme de mare contrast și densitate optimă.

RAP—150—7 asigură:

— controlul nedistructiv al lucrărilor, sudurilor și materialelor în laboratoare, ateliere și în exterior ;

— controlul rapid al lucrărilor în decursul exploatării.



Emitorii de raze X de două tipuri permit executarea lucrărilor la fel de bine în regim de emergență, dirijat de fascicule de raze X sub un unghi solid de 40°, cît și în regim de iradiere panoramică sub un unghi de emergență de 350° × 50°.

Caracteristici tehnice principale:

Tensiunea nominală la bornele tubului de raze X, reglabilă în continuu, kV	20 la 50
Curentul anodic nominal, mA :	
sub 150 kV	7
sub 100 kV	10
Dimensiunile petei focale, mm :	
iradiație dirijată	1,5×1,5
iradiație panoramică	1,9×4,5.

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85
Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 4 Mai 1982

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.314.2 :518.12

TRANSFORMATOARE DE CURENT
METODE NUMERICE CALCUL CÎMP

Soran, I. F., Tănase, M. E.: **Calculul factorului de transformare la un transformator magneto-optic de curent.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 123

Planul de polarizare a unei raze de lumină ce trece printr-un mediu optic potrivit ales se roteşte cu un unghi ce depinde de tensiunea magnetică pe direcţia de propagare a luminii prin acel mediu. Lucrarea îşi propune să calculeze numeric această tensiune magnetică ţinînd seama de configuraţia traductorului magnetooptic de curent şi de nelinearitatea materialului feromagnetic al concentratorului de cîmp.

CZ 621.316.5

CIRCUITE LOGICE INTEGRATE
SENZITIVIZAREA CĂILOR LOGICE
GENERAREA SECVENŢELOR DE TESTE

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M. : **Generarea automată a secvenţelor de test ale circuitelor logice integrate.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 128

Lucrarea prezintă o metodă de generare a secvenţelor de test ale circuitelor logice integrate, programată în limbaj FORTRAN. Metoda se bazează pe principiul senzitivizării căilor logice singulare sau multiple, utilizînd proprietăţile diferenţei booleene extinse şi pentru circuitele secvenţiale.

CZ 621.3.011

CIRCUITE ELECTRICE
FUNCŢII DE CIRCUIT
METODA ITERATIVĂ

Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colţeanu, M. : **Analiza circuitelor rezistive mari utilizînd metoda funcţiilor de transfer hibride.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 131

În lucrare se prezintă o metodă eficientă de analiză a circuitelor electrice rezistive cu un număr mare de elemente bazată pe recalculări succesive ale unor funcţii de transfer hibride.

CZ 621.313.2 :621.3.015.1

MOTOR DE CURENT CONTINUU
TENSIUNE ROTORICĂ CONSTANTĂ

Saal, Carol: **Regimurile dinamice de pornire la sistemele de acţionare cu motor de curent continuu.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 137

Se studiază regimurile de pornire a sistemelor de acţionare electrică cu motor de c.c. şi flux de excitaţie, sub tensiune rotorică constantă, descrise de patru modele matematice de ordinul II. Cuplul static constant este de natură reactivă şi potenţială. Se dau transformatele Laplace ale curentului rotoric şi vitezei unghiulare, ca şi expresiile lor temporale normate (regimuri aperiodice şi oscilant amortizat), sub forma cea mai simplă. Un exemplu detaliat de calcul completează lucrarea.

CZ 621.316.54 :621.316.923.2

ÎNTRERUPTOR DE CURENT ALTERNATIV
SIGURANŢE FUZIBILE ULTRARAPIDE

Pavelescu, D.: **Un model nou de întreruptor ultrarapid de curent alternativ.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr 4, mai 1982, p. 147

Lucrarea se referă la un model original de întreruptor de curent alternativ, ultrarapid, cu timp de acţionare la scurtcircuit foarte redus, de circa 600 μs. Acest fapt permite folosirea cu succes a aparatului la protecţia receptoarelor industriale sensibile la curenţii de scurtcircuit. Întreruptorul ultrarapid are o schemă cinematică originală, fiind prevăzut cu un declanşator cu repulsie electrodinamică tip Thomson. Aparatul este echipat cu un releu electronic trifazat, sensibil la panta curentului de scurtcircuit şi a fost încercat în instalaţii industriale, avînd o bună comportare în regim de scurtcircuit şi putînd înlocui cu succes siguranţele fuzibile ultrarapide.

CZ 621.3.013

PARAMETRI DE REPARTIŢIE
CIRCULATOR

Sajin, Gh.: **Relaţii între parametrii de repartiţie şi proprităţile fizice ale circulatoarelor.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 152

Lucrarea prezintă relaţiile ce există între parametrii de repartiţie şi proprietăţile fizice ale circulatoarelor de microunde : pierderile de inserţie, izolarea şi adaptarea la porţi.

CZ 621.314.26 :621.3.072.1

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ
CICLOCONVERTIZOARE
TURAŢIE REGLABILĂ

Suceveanu, Ioan Desire: **Cicloconvertizoare cu dublă alimentare.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 157

Cicloconvertizorul cu dublă alimentare, prezentat în mai multe variante constructive, este destinat reglajului turaţiei motoarelor de curent alternativ şi are calităţi superioare în domeniul frecvenţelor joase, nivelul armonicelor în tensiunea de ieşire menţinîndu-se coborît.

CZ 621.314.1 :621.316.731

CONVERTOR STATIC DE MEDIE FRECVENŢĂ
PROCEDEE ELECTROTERMICE DE INDUCŢIE

Chindriş, M., Soporean, P., Farkaş, Gh. : **Analiza regimurilor de funcţionare a convertoarelor statice cu compensare paralel a sarcinii destinate procedeelor electrotermice inductive.**
E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 162

Lucrarea studiază regimurile de funcţionare a unui convertor static de medie frecvenţă cu compensare paralel a sarcinii. Se prezintă o metodă bazată pe descrierea comportării circuitului cu ajutorul ecuaţiilor de stare şi un model de tiristor care permite utilizarea unui singur sistem de ecuaţii diferenţiale. Se dau schema-bloc a programului de calcul şi rezultatele obţinute. Metoda se poate aplica şi la alte tipuri de convertoare şi este utilă în calculele necesare proiectării şi exploatării convertoarelor statice.

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE **170**

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.2 :518.12

ТРАНСФОРМАТОР ТОКА
ЧИСЛОВОЙ МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОЛЯ

Соран, И. Ф., Тэнасе, М. Е.: **Вычисление коэффициента трансформации в магнито-оптическом трансформаторе тока.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 123

Плоскость поляризации светового луча проходит через оптическую среду, соответствующее выбранную, вращается под углом, зависящим от магнитного напряжения по направлению распространения света в данной среде. В работе предлагается численное вычисление этого магнитного напряжения, имея в виду конфигурацию магнино-оптического датчика тока и нелинейность ферромагнитного материала концентратора поля.

УДК 621.316.5

ИНТЕГРАЛЬНАЯ ЛОГИЧЕСКАЯ СХЕМА
СЕНСИТИВИЗАЦИЯ ЛОГИЧЕСКИХ ПУТЕЙ

Лэзерою, Д. Ф., Бэлан, М., А.: **Автоматическое генерирование последовательности тестов интегрированных логических схем.**

E_2E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 128

В работе представлен метод генерирования последовательности тестов интегральных логических схем, метод программирования в системе ФОРТРАМ. Метод обосновывается на принципе сенситивизации логических путей, одинарных или кратных при использовании свойств булевой разности, распространенной и для последовательностных цепей.

УДК 621.3.011

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ
ФУНКЦИА СЕТИ
ИТЕРАТИВНЫЙ МЕТОД

Преда, М., Ионеску, Г., Дургинеску, Д., Колцяну, М.: **Анализ больших сетей с сопротивлением, употреблеая метод хибриднах функций передачи.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 131

В работе представлен метод анализа электриьеских сетей с сопротивлениеми, с большим числом элементов; анализ оссновам на последовательнам расчет хибриднах функций передачи.

УДК 621.313.2 :621.3.015

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ В РОТОРЕ

Саал, Карол: **Динамические режимы пуска в системах привода с двигателем постоянного тока.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 137

Рассматриваются режимы пуска систем электрического привода с двигателем постоянного тока и потоком возбуждения, под постоянным напряжением в роторе, выраженные четырьмя математическими методами второго порядка. Постоянный статический момент является реактивным и потенциальным. Даются изображения Лапласа тока в роторе и угловой скорости, а также их нормированное временное значение (аперио дические режимы и колебательно-амортизированоне), простейшей формы — Пример подробного вычисления дополняет работу.

УДК 621.316.54 :621.316.923.2

ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
ПЛАВКИЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Павелеску, Д.: **Новая модель быстродействующего выключателя переменного тока.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 147

В работе имеется в виду оригинальная модель выключателя переменного тока, быстродействующего с очень коротким временем действия на короткое замыкание, приблизительно 600 Мс. Этот фак позволяет успешно использовать аппарат для защиты индустриальных приемников, чувствительных на ток короткого замыкания. Быстродействующий включатель имеет оригинальную кинематическую схему будучи предусмотрен с выключающим устройством с электродинамическим отталкиванием типа Томсон. Аппарат снабжен одним трехфазным электронным реле, чувствительным к крутизне тока короткого замыкания, и испытан в промышленных установках при хороших поведениях в режиме короткого замыкания. Испытания показали возможность успешного использования этих реле взамен плавких быстродействующих предохранителей.

УДК 621.3.013

ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
ЦИРКУЛЯТОР

Сажин, Г.: **Отношения между параметрами распределения и физическими свойствами циркуляторов.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 152

В работе показаны существующие отношения между параметрами распределения и физическими свойствами микроволновых циркуляторов: вставные потери, изоляция и согласование на затворы.

УДК 621.314.26 :621.3.072.1

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
ЦИКЛОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Сучевяну, Иоан Дезире. **Регулируемая скорость вращения. Циклопреобразователи с двойным питанием.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 157

Циклопреобразователь с двойным питанием, представленный в нескольких вариантах исполнения предназначен для регулировки скорости вращения двигателей переменного тока и имеет превосходные показатели в области низких частот, при сохранении пониженного уровня гармоник в выходном напряжении.

УДК 621.314.1 :621.316.731

СТАТИЧЕСКИЙ КОНВЕРТОР СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
ИНДУКТИВНЫЕ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

Киндриш, М., Сопорян, Р., Фаркаш, Г.: **Анализ рабочих режимов статического конвертора с параллельной компенсацией нагрузки, предназначенных индуктивным электротехническим процессам.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, стр. 162

В работе рассматриваются рабочие режимы статического конвертора средней частоты с параллельной компенсацией нагрузки. Представляется метод, основанный на описании поведения цепи при помощи уравнений состояния и модель тиристора позволяющея использование только одной системы дифференциальных уравнений. Даны схемы-блок программы вычисления и полученные результаты. Метод может быть применен и к другим видам конверторов и является полезным в расчетах, необходимых для проектирования и эксплуатации статических конвертеров.

INHALT

DK 621.314.2 :518.12

STROMWANDLER
NUMERISCHE FELDBERECHNUNGSMETHODEN

Soran, T. F., Tănase, M. E.: **Die Berechnung des Umsetzfaktors bei einem magnetisch-optischen Stromwandler.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 123

Die Polarisationsebene eines Lichtstrahls, der durch ein richtig gewähltes optisches Medium hindurchgeht, dreht sich um einen Winkel, der von der magnetischen Spannung in Richtung der Lichtausbreitung in diesem Medium abhängt. Die Autoren nehmen sich vor, in der Arbeit diese magnetische Spannung numerisch zu berechnen, wobei der Aufbau des magnetisch-optischen Stromgebers und die Nichtlinearität des ferromagnetischen Werkstoffes des Feldkonzentrators in Betracht gezogen werden.

DK 621.316.5

INTEGRIERTE LOGISCHE SCHALTUNGEN
SENSIBILISIERUNG LOGISCHER BAHNEN
TESTFOLGENERZEUGUNG

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M.: **Automatische Erzeugung der Testfolgen integrierter logischer Schaltungen.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 128

Die Arbeit stellt eine Methode zur Testfolgenerzeugung der integrierten logischen Schaltungen, die in der FORTAN Sprache programmiert ist, vor. Die Methode stützt auf das Prinzip der Sensibilisierung der einfachen oder mehrfachen logischen Bahnen, wobei di Eigenschaften der erweiterten Booleschen Differenz auch für die sequentiellen Schaltungen verwendet werden.

DK 621.3.011

ELEKTRISCHER STROMKREIS
STROMKREISFUNKTIONEN
ITERATIVE METHODE

Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colţeanu, M.: **Die Analyse der Stromkreise mit grossem Widerstand anhand der Methode der hybriden Transferfunktionen.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 131

Im Referat wird eine efiziente Methode der Analyse der Stromkreise mit grossem Widerstand erläutert, anhand einer grossen Anzahl von Elementen, die auf Wiederholte Berechnungen einiger hybriden Transferfunktionen fusst.

DK 621.313.2 :621.3.015.1

GLEICHSTROMMOTOR
KONSTANTE LÄUFERSPANNUNG

Saal, Carol: **Dynamische Anlaufsbetriebsarten der Antriebssysteme mit Gleichstrommotoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 137

Es werden die Anlaufsbetriebsarten der Antriebssysteme mit Gleichstrommotor und Erregerfluss, die durch 4 mathematische Modelle zweiter Ordnung beschrieben werden, beim Anlegen einer konstanten Läuferspannung untersucht. Das konstante statische Moment ist durch reaktiven und potentiellen Charakter gekennzeichnet. Es werden die Laplace Transformationen des Läuferstroms und der Winkelgeschwindigkeit sowie ihre normierten Zeitausdrücke (aperiodische und gedämpft schwingende Betriebsarten) in einfachster Form angegeben. Ein ausführliches Berechnungsbeispiel ergänzt die Arbeit.

DK 621.316.54 :621.316.923.2

WECHSELSTROMSCHALTER
ÜBERFLINKE SCHMELZSICHERUNGEN

Pavelescu, D.: **Ein neues Wechselstrom-Schnellschalter-Modell.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 147

Die Arbeit stellt ein originelles Weschselstrom-Schnellschalter-Modell mit einer sehr kurzen Kurzschlusskontaktöffnungszeit, d.h. von ungefähr 600 μs vor, das zur Steuerung und zum Schutz der Leistungs halbleiter enthaltenden Industrieanlagen bestimmt ist. Der Schnellschalter hat eine originelle kinematische Schaltung, die einen Schnellauslöser mit elektrodynamischer Abstossung Typ Thompson enthält. In der Arbeit wird eine rechnerunterstützte Methode zum Entwurf des Schnellauslösers mit Doppelwirkung und den dazugehörigen kinematischen Elementen vorgestellt. Das Gerät wird durch ein elektromisches Drehstromrelais, das gegen die Kurzschlussstromsteilheit empifindlich ist, gesteuert. Der Schalter wurde geprüft und ist in Industrieanlagen in Betrieb, wo er sich bewährt hat und wo gute Ergebnisse beim Ersezten der überflinken Sicherungen erzielt wurden.

DK 621.3.013

VERTEILUNGSPARAMETER
ZIRKULATOR

Sajin, Gh.: **Beziehungen zwischen den Verteilungsparametern und die physikalischen Eigenschaften der Zirkulatoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, ar. 4, Mai 1982, S. 152

Die Arbeit schildert die Beziehungen, die zwischen den Verteilungsparametern und den physikalischen Eigenschaften der Mikrowellenzirkulatoren bestehen : Einfügungsverluste, Isolierung und Anpassung an Tore.

DK 621.314.26 :621.3.072.1

STATISCHER FREQUENZUMFORMER
UMRICHTER
REGELBARE DREHZAHL

Suceveanu, I. D.: **Umrichter mit doppelter Speisung.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 157

Der in mehreren Konstruktionsvarianten vorgestellte Umrichter ist für die Drehzahlregelung der Wechselstrommotoren bestimmt und hat hervorragende Eigenschaften im Niederfrequenzbereich, wobei das Niveau der Oberwellen in der Ausgangsspannung auf einem herabgesetzten Wert aufrechterhalten werden konnte.

DK 621.314.1 :621.316.731

STATISCHER MITTELFREQUENZUMFORMER
INDUKTIVE ELEKTROTHERMISCHE VERFAHREN

Chindriş, M., Soporean, P., Farkaş, Gh.: **Untersuchung der Betriebsarten der statischen für induktive elektrothermische Verfahren bestimmten Umformer mit paralleler Lastkompensation.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 4, Mai 1982, S. 162

Die Arbeit untersucht die Betriebsarten eines statischen Mittelfrequenzumformes mit paraller Lastkompensation. Es werden eine sich auf die Beschreibung des Schaltungsverhaltens mittels Zustandsgleichungen stützende Methode und ein Thyristormodell, das die Verwendung eines einzigen Differentialgleichungsystem ermöglicht, vorgestellt. Es werden das Blockschatbild des Berechnungsprogramms und die erhaltenen Ergebnisse angegeben. Die Methode kann auch bei anderen Umformertypen angewandt werden und ist für die notwendigen Berechnungen für den Entwurf und den Betrieb der statischen Umformer nützlich.

WISSENSCHAFTLICHE VERASNTALTUNGEN

SUMMARY

DC 621.314.2 :518.12

CURRENT TRANSFORMERS
FIELD NUMERICAL DETERMINATION METHODS

Soran, I. F., Tănase, M. E.: **Determination of transformaltion factor within an optical-magnetic electrical current transformer.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 123

The polarisation plan of a lightbeam which passes through an adequate optical environment, turns in an angle which depends on the magnetic voltage on the dispersion direction of the light through the medium. This study proposes to determine numerically this magnetic voltage with respect to the configuration of the optical-magnetic transducer and taking into account the non-linearity of the feromagnetic material of field concentrator.

DC 621.316.5

INTEGRATED LOGICAL CIRCUITS
SENSITIVITY OF LOGICAL PASSAGES
TEST SEQUENCE GENERATION

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M.: **Automatic generation of test sequences of integrated logical circuits.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 128

The study presents a test sequence generation of integrated logical circuits, programmed in FORTRAN language. The method is based on the principle of single and multiple logical passages sensitivity, making use of the extended difference features for sequential circuits.

CZ 621.3.011

RESISTIVE CIRCUITS
FUNCTIONS OF CIRCUIT
ITERATIVE METHOD

Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colţeanu, M.: **Analysis of big resistive circuits using the hybrid transfer functions method.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 131

In this paperwork it is presented an useful method for the analysis of electric resistive circuits, with a big number of elements, based on the consecutively recalculation of the hybrid transfer functions.

DC 621.313.2 :621.3.015.1

D.C. MOTOR
CONSTANT ROTORIC VOLTAGE

Saal, Carol.: **Dynamic starting duties of the d.c. motor drive systems.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 137

Starting duties of the d.c. motor drive systems and constant magnetic flux are studied, assuming a constant rotoric voltage and described by 4 second order mathematical models. The constant static torque possesses a reactive and a potential physical nature. One gives the Laplace transforms of the rotoric current and angular speed, as well as their per-unit temporal expressions (non-periodical and damped oscillating duties), in their most simple forms. A detailed calculation example is also given.

DC 621.316.54 :621.316.923.2

A.C. SWITCH
ULTRARAPID FUSIBLES

Pavelescu, D.: **A new type of a.c. ultrarapid switch.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 147

The study presents an original type of a.c. switch, an ultrarapid one, with reduced drive time at short-circuit of approximately 600 μs. This allows the successful application of the equipment to the protection of industrial receivers sensitive to short-circuit currents. The ultrarapid switch has an original cinematic scheme, being supplied with an electrodynamic response trigger Thompson type. It is equipped with a three-phase electronic relay, sensitive to the short-circuit current slope and it has been tested within industrial installments, behaving well in short-circuit régime and being able to replace successfully ultrarapid fusibles.

DC 621.3.013

DISTRIBUTION PARAMETERS
CIRCULATOR

Sajin, Gh.: **Relations between distribution parameters and physic features of circulators.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 152

The study presents the existing relations between distribution parameters and the physic properties of micro-wave circulators : insertion losses, isolation and adaptation at gates.

DC 621.314.26 :621.3.072.1

STATIC FREQUENCY CONVERTOR
CYCLIC CONVERTORS
ADJUSTABLE SPEED

Suceveanu, Ioan Desire: **Double supplied cyclic convertors.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 157

Presented in a number of constructive variants, the cyclic convertor is destined to the adjustement of a.c. motor speed and has superior qualities in the field of low frequencies, the level of harmonics within output voltage remaining low.

DC 621.314.1 :621 316.731

MEDIUM FREQUENCY STATIC CONVERTOR
INDUCTIVE ELECTRO-THERMIC METHODS

Chindriş, M., Soporean, P., Farkaş, Gh.: **Analysis of operation régimes of parallelly-compensating charge static converters to be applied in inductive electrothermic procedures.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 162

The study analyzes the operations régimes of a static convertor of medium frequency with a parallel compensation of the charge. It presents a method based on the description of the circuit behaviour with the help of state equations and a tyristor which implies the use of a single system of differential euqations. The general diagram of the processing programme and the obtained results are given. The method can be applied to other types of convertors as well and it is profitable in the necessary diterminations for the design and exploitation of static convertors.

SOMMAIRE

CD 621.314.2 :518.12

TRANSFORMATEURS DE COURANT
METHODE NUMERIQUE
CALCUL
CHAMP

Soran, J. F., Tănase, M. R.: **Le calcul du coefficient de conversion d'un transformateur de courant magnéto-optique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 123

Le plan de polarisation d'un rayon de lumière qui traverse un milieu optique convenablement choisi tourne suivant un angle dont la grandeure depend de la tension magnétique qui existe sur la direction de propagation de la lumière à travers ce milieu. L'ouvrage se propose de réaliser le calcul numérique de cette tension magnétique prenant en consideration la forme du capteur magneto-optique et la non-linéarité du materiel ferro-magnétique du concentrateur de champ.

CD 621.316.5

CIRCUITS LOGIQUES INTEGRÉS
SENSITIVISATION DES VOIES LOGIQUES
GÉNÉRATION DE SÉQUENCES DES TESTS

Lăzăroiu, D. F., Bălan, M.: **Génération automatique des séquences des circuits logiques intégrés.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 128

L'ouvrage présente une méthode de génération des séquences de test des circuits logiques integrés, cette méthode est programmée dans le language FORTRAN. La méthode s'appuie sur le principe de la sensitivisation des voies logiques uniques on multiples, en employant les propriétés de la difference de Boole élargies au domaine des circuits séquentiels.

CZ 621.3.011

CIRCUITS ÉLÉCTRIQUES
FONCTIONS DE CIRCUITS
MÈTHODE ITERATIVE

Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colţeanu, M.: **L'analyse des circuits résistives grands en utilisant la mèthode des fonctions de transferts hybrides.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 131

Dans l'ouvrage on présente une mèthode efficace pour l'analyse des circuits éléctiques, resistives avec un grand nombre des élements, bassée sur la récalculation succesive des fonctions de transferts hybrides.

CD 621.313.2 :621.3.015.1

MOTEUR A COURANT CONTINU
TENSION DE ROTOR CONSTANTE

Saal, Carol.: **Les régimes dynamiques de démarrage des systèmes d'entrainement à moteur à courant continu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 137

On etudie les régimes de démarrage des systèmes d'entrainement éléctrique à moteur à courant continu décrits par 4 modèles mathématiques de deuxièmes ordre. Le couple statique a une nature reactive et potentielles. On donne les transformées Laplace du courant rotoriques et de la vitesse angulaire, et aussi leurs expressions temporalles rélatives (régimes apériodiques et oscillants amortisés) sous la forme la plus simple. A la fin de l'ouvrage on donne un exemple détaillé de calcul.

CD 621.316.54 :621.316.923.2

CONTACTEUR A COURANT ALTERNATIF
FUSIBLES ULTRARAPIDES

Pavelescu, D.: **Un nouveau modèle de contacteur à courant alternatif.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 147

L'ouvrage présente un modèle original de contacteur à courant alternatif ultrarapide, à temps d'action au court-circuit très réduit, d''environ 600 μs. C'est pourquoi cet appareil assure avec succès la protection de l'équipment industriel sensible aux courants de court-circuit. Le fusible ultrarapide possède un schéma cinématique original il est muni d'un déclancheur à répulsion électrodynamique du type Thomson. L'appareil possède un rélais électronique triphasé, sensible à la pente du courant de court-circuit, l'appareil a été testé dans les installations industrielles, il a prouvé une bonne tenue en régime de court-circuit pouvant remplacer les fusibles ultra-rapides.

CD 621.3.013

PARAMÈTRES DE RÉPARTITION
CIRCULATEUR

Sajin, Gh.: **Les relations existant entre les paramètres de répartition et les propriétés physiques des circulateurs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 152

L'ouvrage présente les relations existant entre les paramètres de repartition et les proprietés physiques des circulateurs à microondes : les pertes d'insertion, l'isolation et l'adaptation aux portes.

CD 621.314.26 :621.3.072.1

CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE
CYCLO-CONVERTISSEUR
NOMBRE DE TOURS RÉGLABLE

Suceveanu, Ioan Desire: **Cyclo-convertisserurs à double alimentation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 157

La cyclo-convertisseur à double alimentation presenté dans plusieurs variantes constructives, estdestiné au réglage du nombre de tours des moteurs à courant alternatif et possède des qualités supérieures dans le domaine des basses frequences, le niveau des harmoniques de la tension de sortie se mantient à un niveau inférieur.

CD 621.314.1 :621.316.731

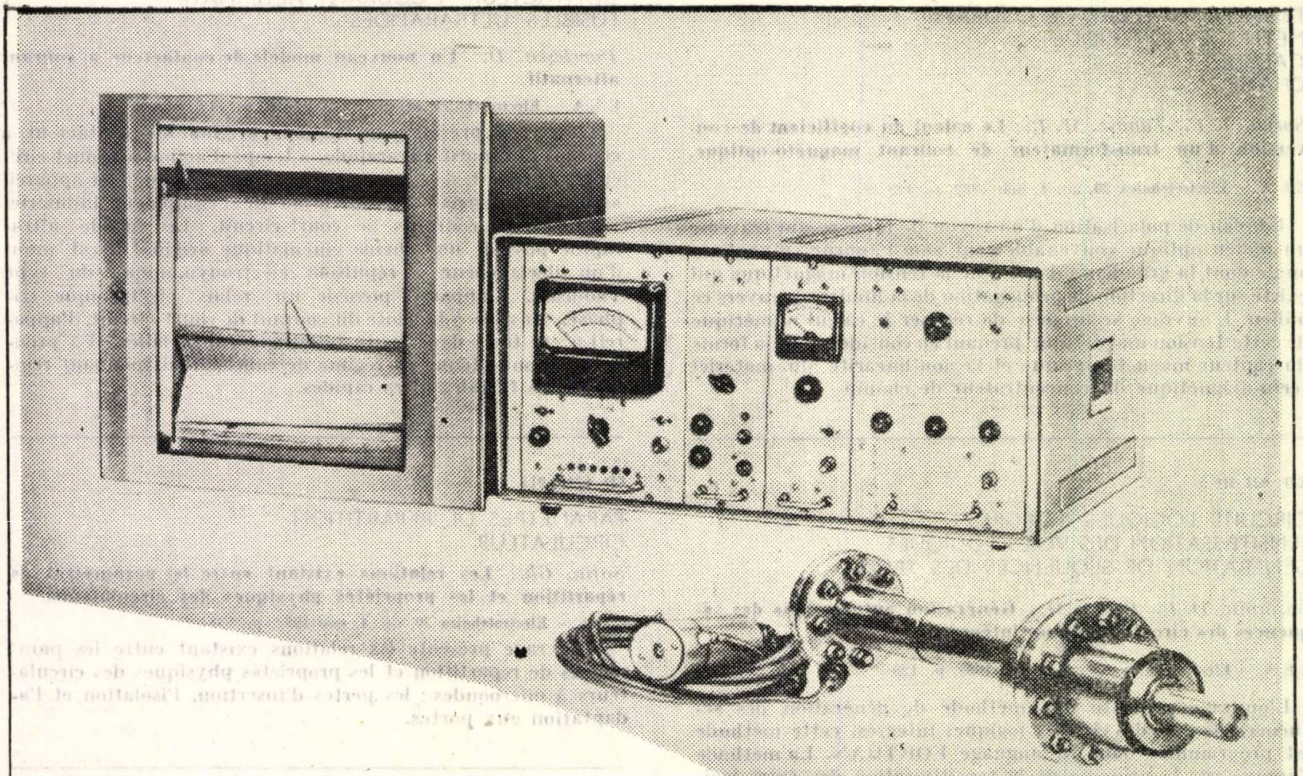
TRANSFORMATEUR STATIQUE DE FREQUENCE MOYENNE
PROCÉDÉS ELECTROTHERMIQUES INDUCTIFS

Chindriş M., Soporean, P., Farkaş, Gh.: **L'analyse des régimes de fonctionnement des transformateurs statiques à compensation paralele de la charge, régimes destinés à être employés avec les procedés électrothermiques inductifs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30**, no. 4, mai 1982, p. 162

L'ouvrage étudie les régimes de fonctionnement d'un transformateur statique de frequence moyenne à compensation paralelle de la charge. On présente une méthode basée sur la description du comportement du circuit à l'aide des équations d'état et un modèle de thyristhor qui permet l'emploi d'un système unique d'équations differentielles. On donne les schémas blocs du programme de calcul et les résultats obtenus. La méthode peut s'appliques aussi aux autres types de transformateurs et s'averre utile pour les calculs de réalisation et de mise en oeuvre des convertisseurs statiques.

MANIFESTATION SCIENTIFIQUE **170**



Spectometrul de masă MKh-7303:

analiza calitativă a gazelor reziduale în sistemele cu vid

MKh—7303 permite:

— controlul stării mediului în decursul operațiilor tehnologice sub vid ;
— studiul caracteristicilor sistemelor de pompare pentru fiecare constituant gazos ;
— localizarea pierderilor prin microneetanșeitate sub vid avansat și foarte avansat.

Caracteristici tehnice principale:

Gama de lucru, uma	1 la 400
Puterea de rezolvare, intensitatea razelor spectrale fiind de 50%,	$M/\Delta M = 1$ M
Sensibilitatea în argon, A/Pa	10^{-3}
Reproductibilitatea de citire, %	+ 2,5

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85
Telex : 411328 TSE—SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.314.2 :518.12

TRANSFORMATOARE DE CURENT
METODE NUMERICE CALCUL CÎMP

Calculul factorului de transformare la un transformator magneto—optic de curent

IOAN FELICIAN SORAN, MIHAIL EUGEN TĂNASE* — Bucureşti

Introducere

În paralel cu cercetările legate de perfecţionarea mijloacelor convenţionale de măsurare a curentului în reţelele de transport a energiei [1] la foarte înaltă tensiune, s-au dezvoltat şi mijloacele neconvenţionale de măsurare care prezintă în ultimul timp un interes crescînd [2] datorită calităţilor lor intrinseci şi îmbunătăţirilor aduse. În principiu soluţiile neconvenţionale sînt de două tipuri :

— transformatoare de curent cu microunde,
— transformatoare de curent electronooptice.

Lucrarea îşi propune să prezinte cîteva probleme legate de transformatoarele de curent magnetooptice, care fac parte din categoria transformatoarelor electrono optice.

Se arată, de asemenea, cum a fost calculat cîmpul magnetic produs de măsurand în elementul sensibil al senzorului de curent. Schema principală a traductorului de curent magneto-optic este dată în fig. 1.

Interesul manifestat pentru problema de cîmp este justificat de faptul că unghiul α de rotire a planului de polarizare a fasciculului de lumină ce traversează mediul optic transparent 5 este direct proporţional cu tensiunea magnetică după direcţia de propagare a luminii prin 5.

$$\alpha = V_\lambda \cdot U_{mm\,AB} \qquad (1)$$

în care : V_λ — constanta Verdét a materialului pentru lungimea de undă a luminii folosite,

— $U_{mm\,AB} = \int_A^B H_\delta \, dl$ cînd integrala se efectuează pe drumul razei de lumină între capetele A şi B ale senzorului.

O expunere detaliată a condiţiilor impuse traductorului şi a considerentelor care au dus la alegerea tipului de traductor de curent prezentat în figura 1, se găsesc în [3]. Întrefierul δ din figura 1 este mare (~130 mm), iar cir-

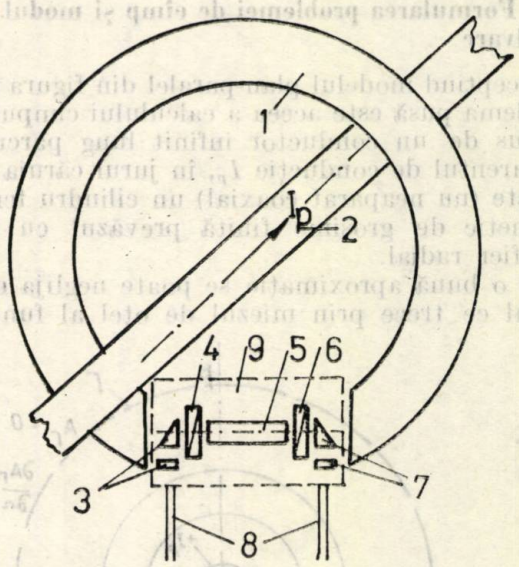


Fig. 1. Traductor magneto-optic de curent : *1* — circuitul feromagnetic toroidal ; *2* — conductor străbătut de măsurand ; *3*, *7* — sistem optic ; *4* — polarizator ; *5* — corp optic transparent — SF6 ; *6* — analizor ; *8* — ghid lumină — fibră optică ; *9* — sistemul magneto-optic.

cuitul magnetic toroidal este neliniar. Se va căuta, prin urmare, o metodă numerică potrivită de rezolvare a problemei de cîmp, într-un model de calcul cît mai apropiat modelului fizic din figura 1.

Cu o bună aproximaţie fenomenele care ne interesează în calculul tensiunii magnetice

* Institutul politehnic — Bucureşti şi Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

U_{mmAB} pot fi descrise de modelul plan paralel din figura 2b, care are o axă de simetrie şi în care se presupune că fenomenele decurg cuasistaţionar. Metoda de rezolvare a problemei de cîmp a fost cea a elementelor finite. Există o concordanţă bună între mărimile calculate pe baza soluţiei din domeniul de calcul D_c şi măsurătorile efectuate [3].

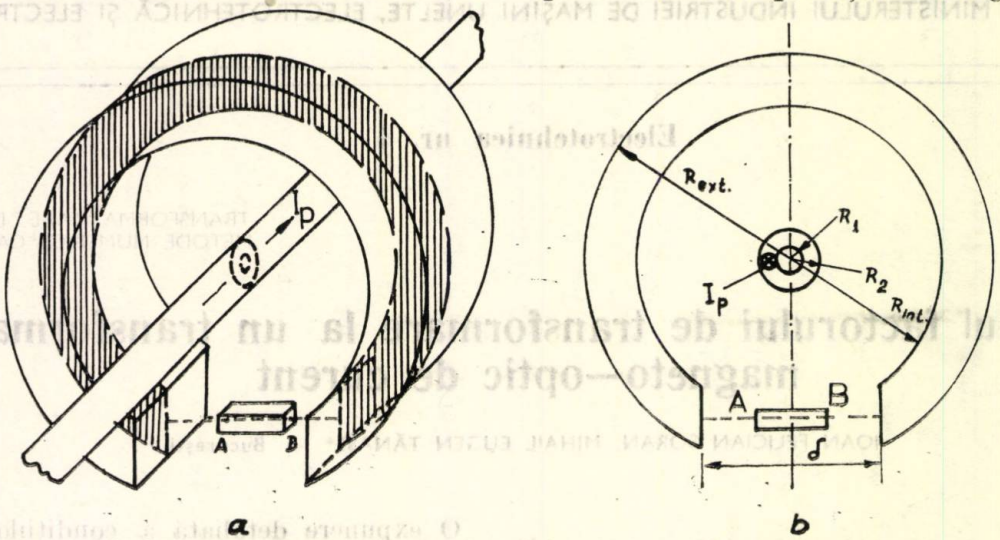


Fig. 2. Senzorul de curent : *a* — modelul fizic real ; *b* — modelul plan-paralel.

2. Formularea problemei de cîmp şi modul de rezolvare

Acceptînd modelul plan-paralel din figura 2b problema pusă este aceea a calculului cîmpului produs de un conductor infinit lung parcurs de curentul de conducţie I_p, în jurul căruia se găseşte (nu neaparat coaxial) un cilindru feromagnetic de grosime finită prevăzut cu un întrefier radial.

Cu o bună aproximaţie se poate neglija curentul ce trece prin miezul de oţel al funiei conductoare, aşa că se presupune conductorul cilindric gol în interior.

O problemă similară, fără cilindru feromagnetic, este rezolvată în [4] obţinînd expresia analitică a potenţialului magnetic vector $\bar{A}$ produs de curentul de conducţie I_p, a cărui cale de intoarcere se presupune a fi la infinit. În direcţia radială, modulul potenţialului vector $\bar{A}$ tinde spre infinit cînd distanţa faţă de conductor tinde spre infinit. Rezultă că domeniul de calcul pentru rezolvarea numerică a problemei de cîmp în zona de interes trebuie ales cu grijă, pentru a putea scrie pe frontiera sa condiţii uzuale.

Pentru cazul din figura 2b există două modele de calcul posibile [5], date în figurile 3a şi 3b cu condiţiile pe frontieră corespunzătoare.

Cazul din figura 3a corespunde condiţiei $\bar{A} = 0$ pe frontiera Γ a domeniului de calcul

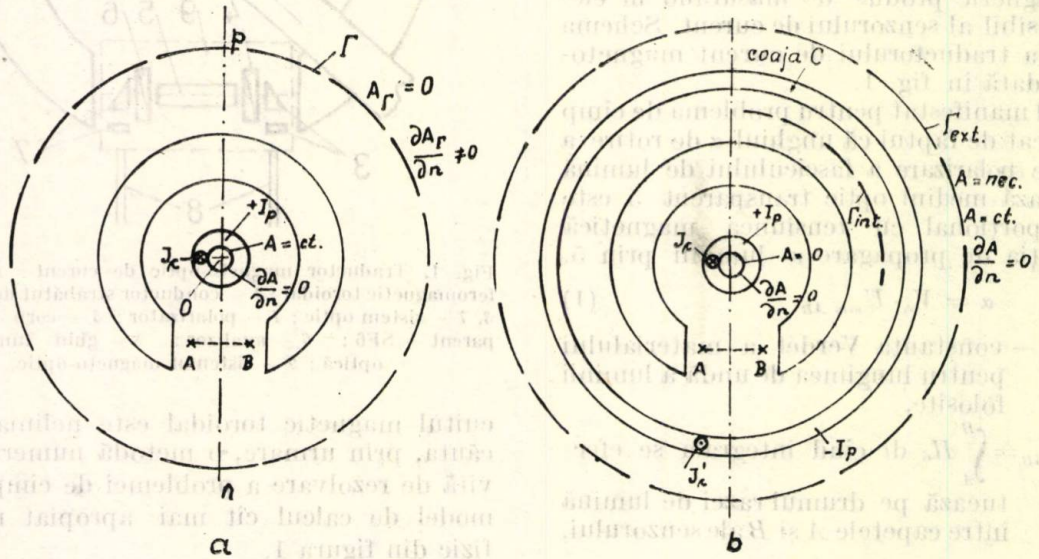


Fig. 3. Cele două modele de calcul posibile pentru problema din figura 2 b : *a* — curentul de întoarcere — I_p la infinit ; *b* — curentul de întoarcere — I_p prin coaja *C*.

în virtutea faptului că definirea potențialului magnetic vector $\bar{A}$ prin :

$$\text{rot}\,\bar{A} = \bar{B}, \tag{2}$$

$$\text{div}\,\bar{B} = 0, \tag{3}$$

se face pînă la nivelul unei constante. Această constantă a fost aleasă astfel ca pe cercul Γ — suficient de îndepărtat de jugul feromagnetic, pentru a presupune $A_\Gamma = \text{ct}$ — să fie $A_\Gamma = 0$. Aceasta nu înseamnă însă că în afara frontierei Γ potențialul vector are aceeași valoare, $A = 0$, deci $\partial A/\partial n \neq 0$ pe cercul Γ. În interiorul cercului de rază R_1 cîmpul produs de I_p este nul [4], deci se poate considera $\partial A/\partial n = 0$, însă potențialul magnetic vector A este necunoscut.

Cazul din figura 3b corespunde considerării unei căi de închidere a curentului $+I_p$ chiar în domeniul de calcul. Această cale de închidere este o coajă cilindrică neferomagnetică C, concentrică cu conductorul dat, de grosime finită, străbătută de curentul $-I_p$. În afara cojii C, $A = \text{ct}$, deci se poate scrie pe frontiera Γ_{ext} că $\partial A/\partial n = 0$. În spațiul din interiorul cojii C cîmpul magnetic produs de curentul $+I_p$ rămîne nedeformat, deoarece aici curentul $-I_p$ nu produce cîmp, în mod similar cu curentul $+I_p$ în interiorul cercului de rază R_1.

Calculele [5] arată că pentru conductorul tubular infinit lung fără cilindru feromagnetic ambele modele de calcul conduc la soluții numerice echivalente din punct de vedere al cîmpului magnetic. S-a ales, în final, varianta din figura 3a exploatînd simetria figurii. A rezultat domeniul de calcul D_c din figura 4 cu condiții pe frontieră de tip mixt.

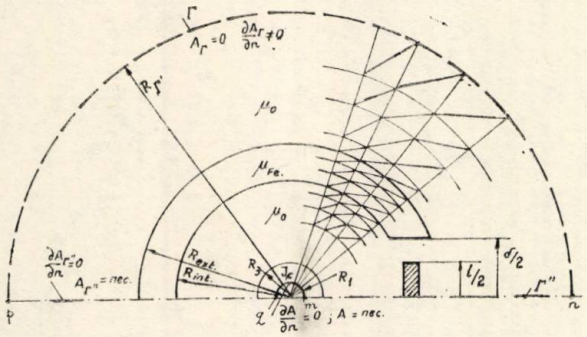


Fig. 4. Domeniul de calcul D_c, condițiile pe frontieră, dimensiunile geometrice și sugerarea modului în care s-a făcut discretizarea.

În domeniul de calcul potențialul magnetic vector $\bar{A}$ are o singură componentă, perpendiculară pe planul xoy atașat domeniului D_c, deoarece densitatea curentului de conducție $\bar{j}_c$ are o singură componentă după aceeași direcție $oz \perp xoy$. Axa ox a planului xoy trece prin mijlocul întrefierului δ. Neglijînd curenții turbionari ce pot apare în miezul feromagnetic, fenomenele din D_c pot fi descrise cu următorul set de relații :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial y}\right) = -J_c(x, y), \tag{4}$$

$$\mu = f(|\bar{B}|), \tag{5}$$

$$\bar{B} = \frac{\partial A}{\partial y}\bar{i} - \frac{\partial A}{\partial x}\bar{j}, \tag{6}$$

$$\bar{A} = A \cdot \bar{k} = A(x, y) \cdot \bar{k}, \tag{7}$$

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0, \quad \text{pe } \widehat{pq}\,\widehat{mn}, \tag{8}$$

$$A = 0, \quad \text{pe } \widehat{np}. \tag{9}$$

Problema astfel formulată este echivalentă cu găsirea unei funcții $A(x, y)$ care să minimizeze funcționala :

$$F(A) = \iint_{D_c}\left[\frac{1}{2\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2 + \frac{1}{2\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)^2 - J_c \cdot A\right] dx\,dy, \tag{10}$$

în condițiile îndeplinirii acelorași condiții pe frontieră (8) și (9). Condițiile de minim ale funcționalei $F(A)$ exprimate prin ecuațiile lui Euler :

$$-J_c - \frac{1}{\mu}\frac{\partial^2 \cdot A}{\partial x^2} - \frac{1}{\mu}\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0, \tag{11}$$

sînt îndeplinite, căci (11) este tocmai ecuația (4), iar condiția (8) face ca funcționalei (10) să nu i se adauge un termen :

$$-\int_{\Gamma''}\frac{1}{\mu}A \cdot \frac{\partial A}{\partial n}\,ds \tag{12}$$

necesar dacă condiția $\dfrac{\partial A}{\partial n} = 0$ nu e satisfăcută pe porțiunile de frontieră Γ' unde A este necunoscut.

Minimizarea funcționalei $F(A)$ se face prin metoda elementelor finite discretizînd domeniul de calcul D_c în domenii elementare cu proprietăți de material și densitate de curent constante. S-a ales drept element de bază al discretizării triunghiului liniar simplu, definit prin 3 noduri.

În consecință, s-a adoptat aproximarea funcției $A(x, y)$ prin polinom de gradul I:

$$A(x, y) = ax + by + c. \tag{13}$$

Dacă decuparea domeniului de calcul D_c s-a făcut [6] în „ne" elemente, astfel ca:

$$F(A) = \sum_{e=1}^{ne} F(A)^e, \tag{14}$$

se poate impune condiția de minim a funcționalei la nivelul contribuțiilor $F(A)^e$ ale elementelor discretizării. Asamblînd aceste condiții de minim după anumite reguli [6] se ajunge la un sistem de ecuații de forma:

$$[M] \cdot [A] = [TL], \tag{15}$$

în care: $[M]$ este matricea coeficienților,
$[A]$ — vectorul valorilor potențialului magnetic vector în nodurile rețelei de discretizare,
$[TL]$ — vectorul termen liber provenit din densitatea curentului de conducție și geometria discretizării.

Matricea $[M]$ este în general rară, în anumite condiții [6] poate fi adusă la forma bandă, este prost condiționată de diagonala, slab dominantă, simetrică și pozitiv definită. Ținînd seama de aceste caracteristici se alege metoda de rezolvare a sistemului (15) în funcție de numărul de ecuații.

Sistemul (15) este însă neliniar, din cauză că în expresiile de calcul ale elementelor M_{ij} ale matricii $[M]$ intervine permeabilitatea μ a elementelor discretizării, care pentru elementele situate în fier s-a presupus că este de forma (5), adică dependentă de A.

Rezolvarea sistemului neliniar (15) se face fie în mod clasic prin algoritmul Newton-Raphson, fie după un procedeu propus pentru prima dată în [6] și ulterior în [7].

Forma reală a caracteristicii (5) dată în fig. 5 a fost aproximată corespunzător fără a neglija cotul inferior al curbei de magnetizare $B-H$. Detalii asupra metodei se pot găsi în [6] și [7] iar asupra aplicării ei la cazul concret studiat, în [3].

Soluția numerică a problemei furnizează vectorul $[A]$ din (15). Pe baza valorilor nodale ale lui A, a ipotezei (13) și a dimensiunilor geometrice se poate calcula orice mărime caracteristică a cîmpului în orice punct aparținînd domeniului de calcul D_c.

2. Rezultate numerice și verificări experimentale

Scopul rezolvării problemei de cîmp în configurația din figura 4 a fost calculul tensiunii magnetice în mediul transparent al senzorului de curent, pe direcția de propagare a luminii, pentru a calcula factorul de transformare al senzorului.

În fiecare element al discretizării se pot calcula componentele inducției magnetice locale, conform (6). Deoarece s-a adoptat pentru $A(x, y)$ forma (13), componentele și modulul inducției magnetice $\bar{B}$ sînt constante pe fiecare element:

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = \sqrt{\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)^2} = \sqrt{a^2 + b^2}. \tag{16}$$

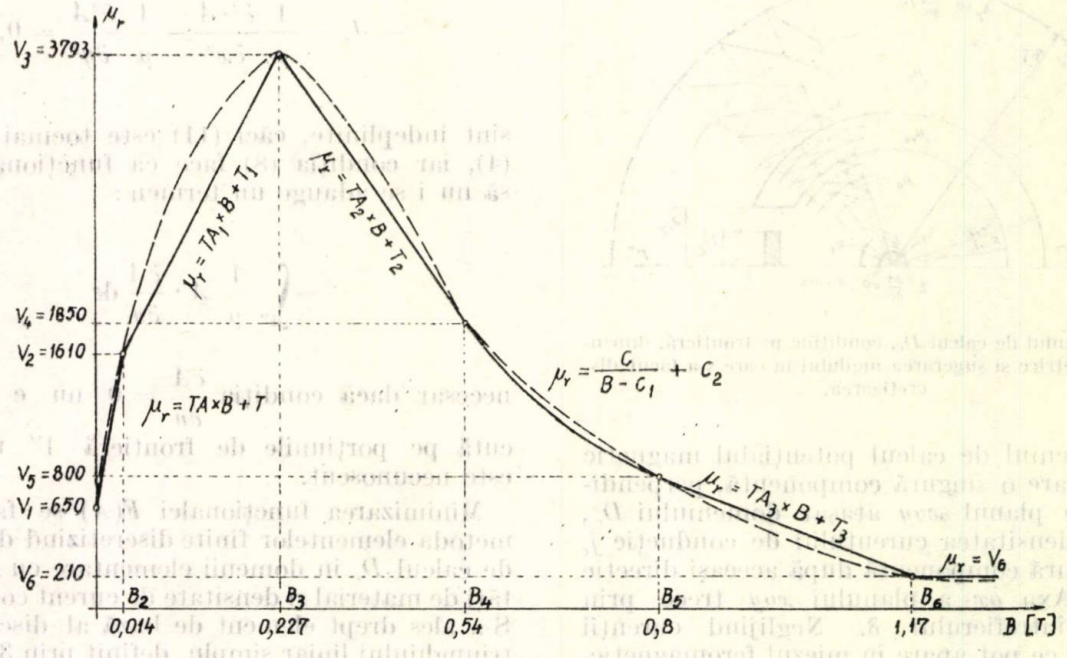


Fig. 5. Aproximarea curbei $\mu = f(B)$.

Astfel U_{mmAB} a fost calculată ca o sumă de produse $H^e \cdot l^e$, după schema de mai jos :

$$U_{mmAB} = \int_A^B \bar{H}\, d\bar{l} = \sum_{e=1}^{ne5} H_{ml}^e \cdot \Delta l^e, \qquad (17)$$

în care : H_{ml}^e este componenta cîmpului magnetic după direcţia de integrare în elementul e, unde $H_{ml}^e = ct$;

Δl^e — lungimea drumului de integrare pe direcţia de integrare în elementul e.

S-a definit factorul de transformare al senzorului :

$$k = \frac{U_{mmAB}}{I_p}, \qquad (18)$$

unde I_p este curentul primar prin conductorul liniei de transport.

Figura 6 arată dependenţa acestui factor de transformare faţă de valoarea curentului I_p şi poziţia funiei conductorului faţă de centrul circuitului feromagnetic toroidal. În figura 6 sînt prezentate rezultatele calculelor numerice efectuate în domeniul D_c din figura 4.

Se remarcă influenţa nelinearităţii circuitului magnetic asupra factorului de transformare, în special în domeniul inducţiilor reduse, curenţilor I_p mici. Se justifică astfel grija de a rezolva corect problema ţinînd seama de nelinearitatea caracteristicii $B-H$ a materialului feromagnetic.

Figura 6 arată însă şi o puternică dependenţă a factorului de transformare faţă de poziţia conductorului în raport cu miezul magnetic toroidal al concentratorului de cîmp.

În [3] sînt date rezultatele măsurătorilor efectuate pe acelaşi circuit magnetic. Tabelul de mai jos, extras din [3] arată precizia bună cu care valorile factorului de transformare, calculate numeric pentru modelul experimental, au fost verificate prin măsurători deosebit de pretenţioase.

Tabelul 1

Nr. crt.	[A] I_p	k_e experimental	k_c calculat cu MEF	Obs.
1	50	0.578213	0.582203	
2	100	0.579203	0.582817	
3	200	0.579697	0.582817	$\left(\frac{k_c - k_e}{k_e}\right)_{max} \times$
4	300	0.580093	0.582819	
5	400	0.580439	0.582820	
6	500	0.580786	0.583011	$\times 100 = 0.69\,\%$
7	600	0.580941	0.583597	

3. Concluzii

În baza celor expuse se pot formula următoarele concluzii :

— Modelul plan-paralel s-a dovedit a fi satisfăcător pentru calculul tensiunii magnetice în sistemul optic al unui transformator de curent magneto-optic care are elementul sensibil 5 plasat corespunzător (fig. 1).

— Nelinearitatea circuitului magnetic influenţează sensibil factorul de transformare k, în special la I_p mic.

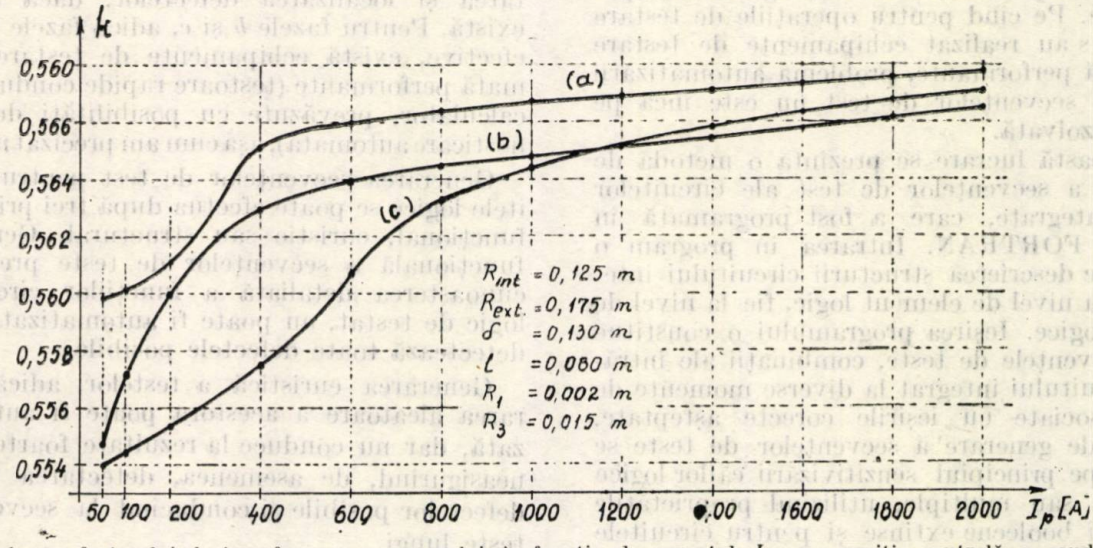


Fig. 6. Valoarea factorului de transformare a senzorului în funcţie de curentul I_p : a — poziţie centrală a conductorului ; $d_x = d_y = 0$; b — conductor lîngă fier, pe axa ox ; $d_x = -0{,}095$ m ; $d_y = 0$; c — conductor spre întrefier, pe axa ox ; $d_x = +0{,}05$ $d_y = 0$.

— Programele de calcul elaborate oferă pentru modelul de calcul din figura 4 posibilitatea unei analize complexe a traductorului de curent, începînd cu poziţia funiei faţă de torul feromagnetic şi terminînd cu dimensiunile

optime ale torului pentru a avea factor de transformare maxim la întrefier δ dat și material feromagnetic cunoscut.

— Buna concordanță a măsurătorilor cu calculele numerice permite avansarea ideii că aproximarea potențialului magnetic vector prin (13) conduce pentru acest caz la erori mici, în condițiile în care discretizarea domeniului D_c este suficient de fină.

Bibliografie

[1] *Kopecek, J., Dvorak, M.* Transformatoare de măsură. Traducere din limba cehă. București E.T. 1970.

[2] *Müller, W.* Tendances de developement dans la construction des transformateurs de type non classique. AIM Liège June 1973, p. 179–184.

[3] *Tănase, M. E.* Studiul convertoarelor magneto-optice de curent. Îmbunătățirea performanțelor traductorului primar. Teză de doctorat. Timișoara, 1981.

[4] *Răduleț, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme I. București, EDP, 1970.

[5] *Soran, I. F., Mihalache, M.* Precauții necesare la aplicarea metodei elementelor finite în rezolvarea problemelor de cimp electromagnetic. Comunicare Sesiune IPB, oct., 1980.

[6] *Soran, I. F.* Studiul configurației cimpului magnetic în întrefierul mașinii de inducție și influența ei asupra parametrilor de pornire. Teză de doctorat. Timișoara, 1979.

[7] *Soran, I. F.* L'amélioration de la convergence des schemas iteratifs pour la résolution d'un problème de champ magnétique non-linéaire. In : Rev. Roum. Sci. Tech. Seria éléctrotech. et. énerg. (in curs de publicate 1982).

CZ 621.316.5

CIRCUITE LOGICE INTEGRATE
SENZITIVIZAREA CĂILOR LOGICE
GENERAREA SECVENȚELOR DE TESTE

Generarea automată a secvențelor de test ale circuitelor logice integrate

D. FELICIAN LĂZĂROIU,* MARIUS BĂLAN** — București

1. Modul de punere a problemei

Odată cu creșterea complexității sistemelor logice de calcul, problema testării devine din ce în ce mai importantă pentru obținerea unor produse competitive, cu un înalt grad de disponibilitate. Pe cînd pentru operațiile de testare efective s-au realizat echipamente de testare automată performante, problema automatizării generării secvențelor de test nu este încă pe deplin rezolvată.

În această lucrare se prezintă o metodă de generare a secvențelor de test ale circuitelor logice integrate, care a fost programată în limbajul FORTRAN. Intrarea în program o constituie descrierea structurii circuitului integrat fie la nivel de element logic, fie la nivel de ecuații logice. Ieșirea programului o constitue chiar secvențele de teste, combinații ale intrărilor circuitului integrat la diverse momente de timp, asociate cu ieșirile corecte așteptate. Metoda de generare a secvențelor de teste se bazează pe principiul senzitivizării căilor logice singulare sau multiple, utilizînd proprietățile diferenței booleene extinse și pentru circuitele secvențiale.

În acest fel, dintre cele trei tipuri de testare de circuite logice utilizate (parametrică, statică și dinamică), în lucrare se va trata numai despre testarea statică, cea mai utilizată dintre ele.

Procesul de testare se poate divide în trei faze : *a* — generarea secvențelor de test ale circuitelor logice ; *b* — aplicarea secvențelor de test circuitelor logice și culegerea rezultatelor ; *c* — prelucrarea acestor rezultate, adică detectarea și localizarea defectelor, dacă acestea există. Pentru fazele *b* și *c*, adică fazele testării efective, există echipamente de testare automată performante (testoare rapide conduse prin calculator, prevăzute cu posibilități de diagnosticare automată), așa cum am precizat mai sus.

Generarea secvențelor de test pentru circuitele logice se poate efectua după trei principii : funcțional, euristic sau structural. Generarea funcțională a secvențelor de teste presupune cunoașterea detaliată a funcțiilor circuitului logic de testat, nu poate fi automatizată și nu detectează toate defectele posibile.

Generarea euristică a testelor, adică generarea aleatoare a acestora poate fi automatizată, dar nu conduce la rezultate foarte bune, neasigurînd, de asemenea, detectarea tuturor defectelor posibile și conducînd la secvențe de teste lungi.

Generarea structurală a testelor presupune cunoașterea amănunțită a structurii logice a circuitului, conduce la o abordare sistematică a problemei determinării testelor, se pretează pe deplin automatizării și conduce la obținerea unor secvențe de teste eficiente, atît ca acoperire de defect, cît și ca număr total de teste.

* Prof. dr. ing. D. F. Lăzăroiu — Institutul Politehnic București, Facultatea de automatică ; ** ing. Bălan M. — Institutul de tehnică de calcul — București

În procesul generării secvenţelor de teste, este întotdeauna necesar de a înlocui defecţiunile fizice reale posibile, a căror varietate este considerabilă, prin unele modele de defect simplificate. Acurateţea modelului de defect adoptat determină eficienţa setului secvenţelor de test şi gradul de confidenţă care poate fi ataşat rezultatelor testelor. În continuare, se rezumă principalele ipoteze simplificatoare referitoare la defecţiunile logice, acceptate în procesul de generare a secvenţelor de teste:

a — nu se iau în consideraţie decît defecţiunile logice, adică circuitul logic în care apare defecţiunea rămîne tot ca circuit logic, însă cu altă funcţie logică;

b — se adoptă modelul de defect SA0 (blocat la „0" logic), respectiv SA1 (blocat la „1" logic), considerat acoperitor pentru majoritatea defecţiunilor fizice ce pot apare, inclusiv scurt-circuitele;

c — se adoptă ipoteza defectului singular; statistic s-a observat că probabilitatea apariţiei unui defect multiplu este mult mai mică decît probabilitatea apariţiei unui defect singular şi în plus, secvenţele de teste, construite în ipoteza defectului singular, detectează şi majoritatea defectelor multiple;

d — nu se iau în consideraţie decît defectele permanente; defectele intermitente pot fi detectate prin repetarea de un număr de ori a secvenţelor de teste, construite în ipoteza defectelor permanente.

2. Metoda de generare a secvenţelor de teste pentru circuite logice

Metoda propusă în această lucrare se bazează pe principiul senzitivizării căilor. O cale senzitivizată este calea logică de la o intrare primară a circuitului logic la o ieşire primară, formată prin condiţionarea semnalelor de intrare (intrările circuitului), astfel ca un defect ce apare de-a lungul acestei căi să determine o ieşire primară diferită de ieşirea primară a circuitului logic fără defect, pentru aceleaşi semnale de intrare. Deci, totalitatea combinaţiilor de intrări (testelor) ale circuitului logic de testat, care senzitivizează toate căile posibile dintre intrările şi ieşirile circuitului logic constituie chiar setul secvenţelor de teste, care detectează toate defectele singulare posibile.

Pentru senzitivizarea căilor logice prin circuite se utilizează diferenţa booleeană. Se defineşte ca diferenţă booleeană a funcţiei ieşirii circuitului $F = F(x_1, x_2, \ldots, x_i, \ldots x_n)$ relativă la intrarea primară a circuitului x_i:

$$dF/dx_i = F(x_1, x_2, \ldots x_i, \ldots x_n) \oplus \oplus F(x_1, x_2, \ldots \bar{x}_i, \ldots, x_n), \quad (1)$$

unde $\oplus$ reprezintă operaţia SAU EXCLUSIV.

Se prezintă unele proprietăţi ale diferenţei booleene utilizate în generarea secvenţelor de teste:

— $dF/dx_i = 0$, rezultă că fucţia F este independentă de variabila x_i, deci variabila x_i nu influenţează comportarea funcţiei F;

— $dF/dx_i = 1$, rezultă că funcţia F este dependentă de x_i;

— $dF/dx_i = F_1(x_1, x_2, \ldots, x_{i-1}, x_{i+1}, \ldots x_n)$ rezultă că funcţia F este dependentă de condiţional de intrarea x_i.

Funcţia F_1 va senzitiviza toate căile logice posibile între ieşirea F şi intrarea x_i. Secvenţele de test se calculează din ecuaţiile secvenţiale (2) şi (3):

$$x_i dF/dx_i = 1, \quad (2)$$

$$\bar{x}_i dF/dx_i = 1. \quad (3)$$

Este de făcut următoarea remarcă: în cazul unui circuit combinaţional, pentru detectarea oricărui defect este suficient un singur test; în cazul unui circuit secvenţial (la care ieşirile depind atît de intrările prezente, cît şi de starea internă a circuitului), pentru detectarea unui defect este necesară o secvenţă de teste. Această secvenţă de teste, pe lîngă faptul că determină propagarea defectului la o ieşire primară, unde devine observabil, mai are rolul de a stabili o stare iniţială a circuitului, favorabilă propagării defectului pe calea senzitivizată spre ieşirea primară.

Metoda de generare a secvenţelor de teste prezentată asigură şi tratarea circuitelor logice ce conţin elemente logice cu ieşirea în 3 stări. Secvenţele de teste, generate pentru circuitele logice în 3 stări, trebuie să asigure condiţia ca în oricare grup de ieşiri în 3 stări conectate împreună, doar o singură ieşire în 3 stări să fie activă la un moment dat (restul ieşirilor în 3 stări să fie în starea de mare impedanţă); acest lucru se realizează printr-o activare corespunzătoare a intrărilor de validare ale respectivelor elemente logice.

În continuare, se descrie pe scurt metoda propusă de generare a secvenţelor de test.

a. Pornind de la reprezentarea detaliată a structurii logice a circuitului de testat la nivel de element logic şi utilizîndu-se un limbaj de descriere a circuitului, se obţine o reprezentare codificată a circuitului respectiv.

b. Folosind reprezentarea codificată a circuitului, se determină reacţiile (feedback) din circuit, care pe lîngă bistabili reprezintă variabilele de stare ale circuitului.

c. Se determină toate căile posibile prin circuitul logic, în vederea senzitivizării ulterioare a acestora.

d. Se calculează ecuaţiile ieşirilor circuitului logic de testat.

e. Se calculează stările inițiale ale circuitului de testat, necesare diagnosticării fiecărui defect posibil.

f. Cu ajutorul diferenței booleene, se calculează secvențele de teste ale circuitului logic dat.

g. Se trece la minimizarea secvențelor de teste, în scopul obținerii unui set optimal al secvențelor de teste.

Trebuie remarcat faptul că, atunci cînd descrierea circuitului logic de testat la nivel de element logic nu este accesibilă, există posibilitatea calculului direct al ecuațiilor, din tabelele de adevăr ale circuitelor și astfel metoda începe de la pasul *e*.

3. Sistemul de programe de generare a secvențelor de teste

Metoda prezentată de generare a secvențelor de teste se pretează pe deplin automatizării

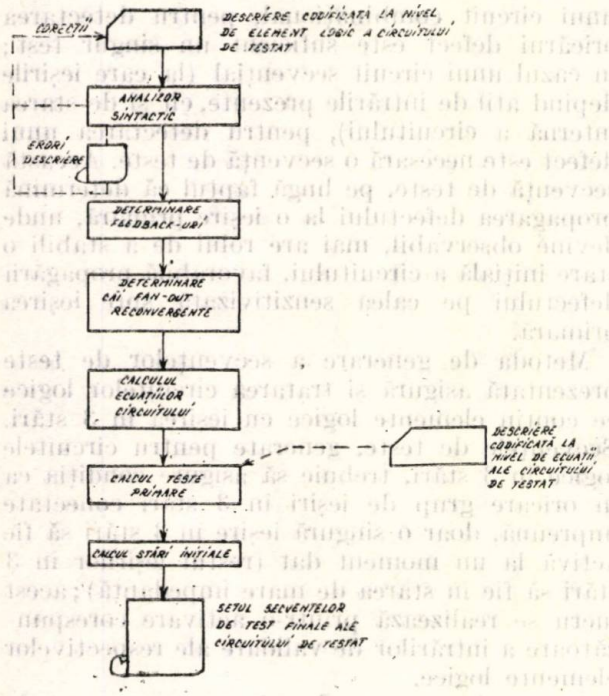
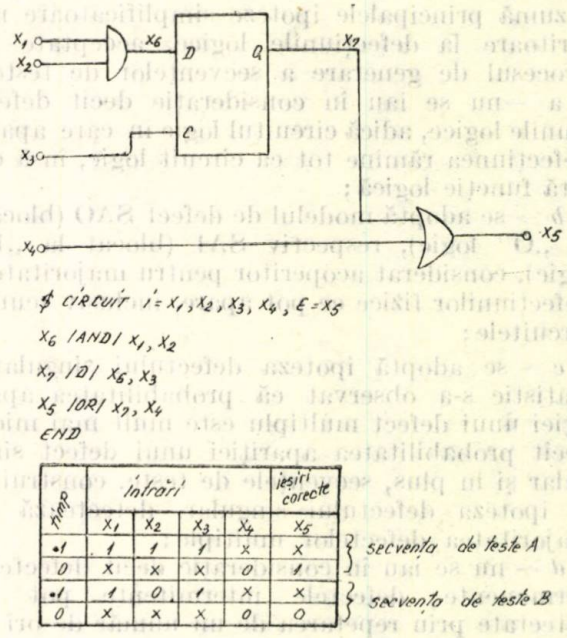


Fig. 1

Ea a fost programată în limbaj FORTRAN, pe calculatorul FELIX C-512, pentru determinarea secvențelor de test ale circuitelor logice integrate complexe.

În figura 1, este reprezentată organigrama generală a sistemului de programe, ce implementează metoda de generare a secvențelor de teste descrisă.

În figura 2, se prezintă un exemplu de circuit logic și cele două secvențe de teste, corespunzătoare căii $x_2 - x_5$, obținută în urma aplicării



timp	intrări				ieșiri corecte	
	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	
-1	1	1	1	x	x	secvența de teste A
0	x	x	x	0	1	
-1	1	0	1	x	x	secvența de teste B
0	x	x	x	0	0	

Fig. 2

metodei. Secvențele de test A și B prezentate în figura 2, detectează toate defectele singulare posibile de-a lungul căii $x_2 - x_5$.

4. Concluzii

Metoda de generare a secvențelor de teste programată poate fi utilizată pentru generarea automată a setului de secvențe de test pentru circuite logice integrate complexe. Avantajele generării automate a secvențelor de teste, în comparație cu generarea manuală, sînt multiple: setul de teste este mai eficient, detectează toate defectele posibile de detectat, numărul testelor este minim, setul de teste se obține mai rapid, se degrevează de această sarcină personal tehnic de înaltă calificare.

Secvențele de teste ale circuitelor integrate vor fi folosite apoi în procesul generării automate a secvențelor de test pentru plachete logice.

CZ 621.3.011

CIRCUITE ELECTRICE
FUNCȚII DE CIRCUIT
METODA ITERATIVĂ

Analiza circuitelor rezistive mari utilizînd metoda funcțiilor de transfer hibride

MARIUS PREDA, GELU IONESCU, DAN DURGHINESCU, MONICA COLȚEANU* — București

Introducere

În lucrare se prezintă o metodă eficientă de analiză a circuitelor electrice rezistive cu un număr mare de elemente, bazată pe recalculări succesive ale unor funcții de transfer hibride. Calculul începe cu funcțiile de transfer ale circuitului cu parametri nuli.

Fiecare prelucrare succesivă a tabloului funcțiilor de transfer corespunde trecerii de la valoarea nulă a unui parametru la valoarea dată a aceluiași parametru.

Programul prezentat conține subrutine pentru formarea matricei reduse de incidență laturi-noduri, a matricei incidențelor esențiale și pentru prelucrarea succesivă a tabloului triunghiular al funcțiilor de transfer hibride ale circuitului rezistiv reciproc. Datele inițiale sînt: nodul de intrare, nodul de ieșire și parametrul (R sau G) al fiecărei laturi. Ca rezultat al prelucrării programului se obțin valorile funcțiilor de transfer ale circuitului.

1. Teorema de modificare a funcțiilor de transfer la introducerea unei surse comandate cu mărime de intrare și ieșire asociate unei aceleiași laturi

Considerînd trei laturi k, α și β ale unui circuit, cu mărimi de ieșire notate: M_{e_k}, M_{e_α}, M_{e_β} și mărimi de intrare notate M_{i_k}, M_{i_α} și M_{i_β}, funcțiile de transfer pentru aceste laturi apar în graful de fluență din figura 1.

Se introduce o sursă comandată (fig. 1b) cu mărimea de intrare M_{e_k} și mărimea de ieșire P_k. M_{e_k}.Se consideră o nouă mărime de intrare-externă $M_{i_k}^{(e)}$ astfel încît vechea mărime de intrare se exprimă:

$$M_{i_k} = M_{i_k}^{(e)} + P_k \cdot M_{e_k}. \qquad (1)$$

Luînd ca nouă mărime de intrare pentru latura k, mărimea de intrare externă $M_{i_k}^{(e)}$, noile funcții de transfer sînt transmitanțele grafului reprezentat în figura 1c.

Expresia noii funcții de transfer $H'_{e_\beta i_\alpha}$ de la mărimea de intrare M_{i_α} la mărimea de ieșire M_{e_β} rezultă [B 1] pe baza grafului de fluență din figura 1b:

$$H'_{e_\beta i_\alpha} = H_{e_\beta i_\alpha} + \frac{H_{e_\beta i_k} \cdot H_{e_k i_\alpha}}{\frac{1}{P_k} - H_{e_k i_k}}. \qquad (2)$$

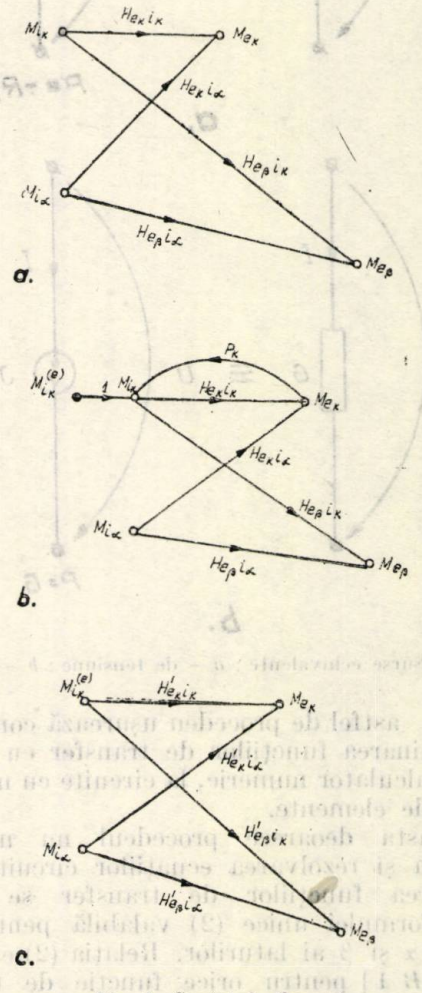


Fig. 1. Graful de fluență.

Rezistoarele unui circuit rezistiv pot fi înlocuite prin surse echivalente de tensiune (fig. 2a) sau prin surse echivalente de curent (fig. 2b) cu mărimi de intrare și ieșire asociate aceleași laturi.

Aceasta reduce problema [B 1] a determinării funcțiilor de transfer ale unui circuit

* Institutul politehnic — București.

rezistiv la recalcularea funcţiilor de transfer ale unor circuite auxiliare (din ce în ce mai complicate) pe baza relaţiei (2). Primul circuit auxiliar poate fi ales chiar circuitul cu topologia circuitului dat avînd toţi parametrii P_k ai rezistoarelor egali cu zero.

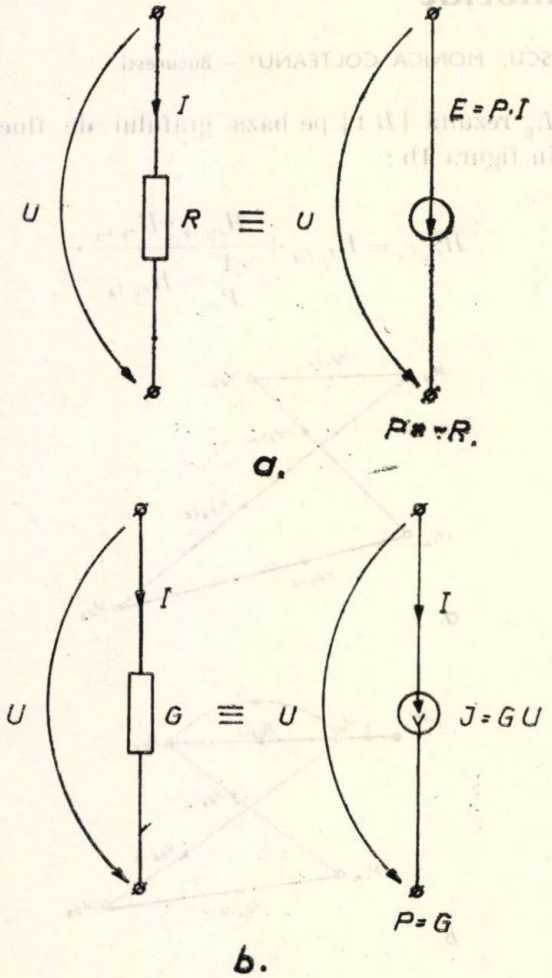


Fig. 2. Surse echivalente : *a* — de tensiune ; *b* — de curent.

Un astfel de procedeu uşurează considerabil determinarea funcţiilor de transfer cu ajutorul unui calculator numeric, la circuite cu un număr mare de elemente.

Aceasta deoarece procedeul nu necesită scrierea şi rezolvarea ecuaţiilor circuitului, iar obţinerea funcţiilor de transfer se face pe baza formulei unice (2) valabilă pentru orice indici α şi β ai laturilor. Relaţia (2) este valabilă [*B* 1] pentru orice funcţie de transfer : rezistenţa de intrare, conductanţa de intrare, rezistenţa şi conductanţa de transfer, amplificări în tensiune şi amplificări în curent.

2. Alegerea unui arbore şi a unui coarbore complementar adecvate mărimilor de intrare şi ieşire

Pentru mărimile de intrare tensiuni corespunde cîte o sursă independentă de tensiune. Pentru mărimile de intrare curent corespunde cîte o sursă independentă de curent.

Alegerea arborelui utilizat la descrierea topologică a circuitului se face avînd în vedere posibilitatea reducerii numărului de laturi prin considerarea adecvată de laturi serie şi paralel [*B* 2] aşa cum se indică mai jos :

a. Laturile surselor independente de curent se aleg coarde (în coarbore).

c. Dacă este posibil, fiecare rezistor legat în în serie cu o sursă independentă de tensiune formează împreună cu aceasta o latură-serie aleasă ca ramură. Dacă nu este posibil, rezistorul respectiv se alege ca latură-coardă.

d. Dacă este posibil, fiecare rezistor legat în paralel cu o sursă independentă de curent formează împreună cu aceasta o latură-paralel aleasă drept coardă în coarbore. Dacă nu este posibil, rezistorul respectiv se alege ca latură-ramură.

e. Rezistoarele în paralel cu o poartă de ieşire (în gol) avînd ca mărime de ieşire o tensiune, constituie (dacă este posibil) împreună cu aceasta o latură paralel aleasă coardă. Dacă nu există un rezistor în paralel cu această poartă, ea se alege coardă.

f. Rezistoarele în serie cu o poartă de ieşire (în scurtcircuit) avînd ca mărime de ieşire un curent constituie (dacă este posibil) împreună cu aceasta o latură serie aleasă ramură. Dacă nu există un rezistor în serie cu această poartă, ea se alege ca ramură.

g. Alegerea celorlalte rezistoare ca ramuri şi coarde se face după necesitate, fără preferinţă.

3. Introducerea datelor ce caracterizează circuitul

Conexiunea laturilor circuitului şi sensul de referinţă ales convenţional pe fiecare latură pot fi redate indicînd pentru fiecare latură nodul (N.E.) din care iese latura şi nodul (N.I.) în care intră latura. Avînd în vedere necesitatea caracterizării laturilor prin parametri de valoare finită (pentru prelucrarea cu calculator numeric), se indică pentru ramuri rezistenţa şi pentru coarde conductanţa.

Informaţiile ce caracterizează circuitul rezistiv liniar pot fi cuprinse simplu în *tabloul valorilor laturilor*, prezentat în figura 3 c, pentru exemplul considerat în aplicaţia 1, anexa 2.

4. Formarea matricelor C_{nl} şi $C_{\Sigma rc}$ pe baza unor elemente din tabloul valorilor laturilor

Matricea redusă C_{nl} de incidenţă a laturilor la noduri au ca elemente, coeficienţii de incidenţă $c_{n_j l_k}$ egali cu $+1$, -1, respectiv zero, după cum latura l_k iese din nodul n_j, intră în

nodul n_j sau nu este incidentă cu nodul n_j. Pentru exemplul considerat această matrice este redată în figura 3d.

Notînd cu U numărul ramurilor (numărul de noduri n redus cu o unitate) și cu V numărul de laturi ale circuitului, matricea C_{nl} constituie un tablou dreptunghiular cu U linii și V coloane.

Calculatorul numeric formează matricea C_{nl} alocînd memoriilor , cu adrese numerotate, începînd cu W și terminînd cu $W + U\,V - 1$, valorile coeficienților de incidență $c_{n_j \cdot l_k}$. Alocarea valorilor nenule ale coeficienților de incidență se face pe coloane. Pe coloana unei laturi X, cu nod de ieșire Y și de intrare Z se alocă valoarea $+1$ la adresa $W + XV + X$ și valoarea -1 la adresa $W + ZV + X$. (Subrutina V din anexă).

Matricea incidențelor esențiale (ce descrie incidența coardelor la secțiunile ramurilor)

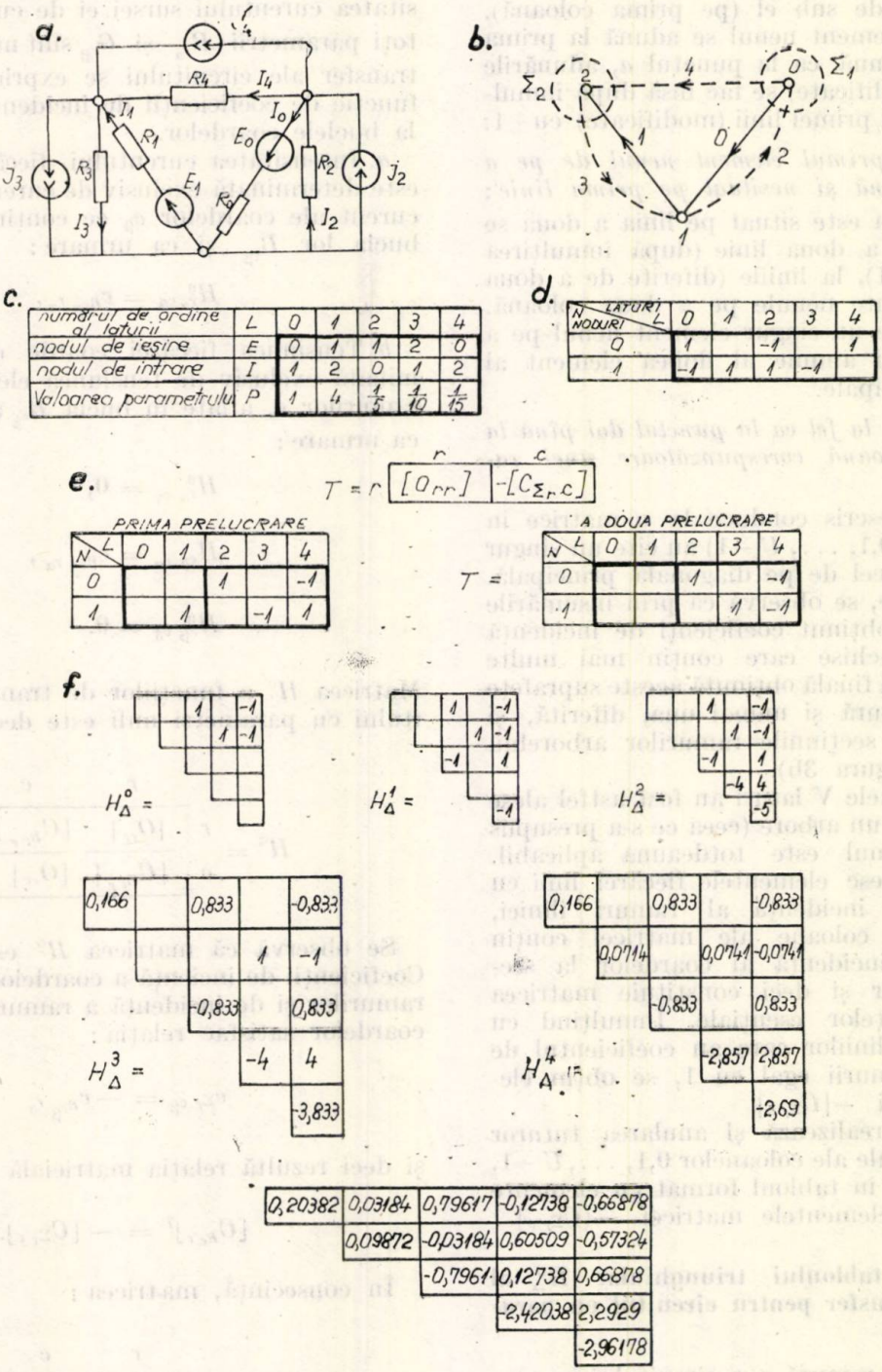


Fig. 3. *a* — Tabloul funcțiilor de transfer hibride ; *b* — graful circuitului ; *c*, *d* — valorile parametrilor și, respectiv, matricea de incidență a laturilor la noduri ; *e* — calculul tabloului T ; *f* — tabloul triunghiular al funcțiilor de transfer.

notată $C_{\Sigma_r c}$ se obține din matricea C_{nl} folosind algoritmul [*B* 3] descris mai jos. (Subrutina *C* din anexă).

1. Se testează valoarea primului element de pe diagonala principală:

a. Dacă elementul este nenul, se obțin elemente nule sub acest element (pe prima coloană) adunînd prima linie la linia cu alt element nenul pe prima coloană.

b. Dacă elementul este nul, se caută primul element nenul de sub el (pe prima coloană). Linia acestui element nenul se adună la prima linie. Se continuă ca la punctul *a*, adunările primei linii (modificate) se fac însă după înmulțirea adecvată a primei linii (modificate) cu ± 1.

2. Se caută primul element nenul de pe a doua coloană și nesituat pe prima linie:

a. Dacă acesta este situat pe linia a doua se adună această a doua linie (după înmulțirea adecvată cu ± 1), la liniile (diferite de a doua linie) cu elemente nenule pe a doua coloană. Astfel, se obține un singur element nenul pe a doua coloană și anume al doilea element al diagonalei principale.

3. Se continuă la fel ca la punctul doi pînă la ultima coloană corespunzătoare unei ramuri

Algoritmul descris conduce la o matrice în care ramurile $(0,1, \ldots, U-1)$ au cîte un singur element nenul, cel de pe diagonala principală. Pe de altă parte, se observă că prin însumările efectuate s-au obținut coeficienți de incidență la suprafețe închise care conțin mai multe noduri. În forma finală obținută aceste suprafețe taie cîte o ramură și numai una, diferită, și deci constituie secțiunile ramurilor arborelui. (Exemplu în figura 3b).

Deoarece primele V laturi au fost astfel alese încît să formeze un arbore (ceea ce s-a presupus posibil) algoritmul este totdeauna aplicabil. Dacă se înmulțesc elementele fiecărei linii cu coeficientul de incidență al ramuri iliniei, ultimile $V-U$ coloane ale matricei conțin coeficienții de incidență ai coardelor la secțiunile ramurilor și deci constituie matricea $C_{\Sigma_r c}$ a incidențelor esențiale. Înmulțind cu -1 elementele liniilor care au coeficientul de incidență al ramurii egal cu 1, se obțin elementele matricei $-[C_{\Sigma_r c}]$.

Subrutina *C* realizează și anularea tuturor elementelor nenule ale coloanelor $0,1, \ldots, U-1$, pentru a obține în tabloul format cu elemente nenule numai elementele matricei $-(C_{\Sigma_r c}]$.

5. Formarea tabloului triunghiular H^0_Δ al funcțiilor de transfer pentru circuitul cu parametri nuli

Pentru fiecare ramură r_α a circuitului se consideră cîte o sursă de tensiune în serie cu cîte un rezistor de rezistență R_{r_α} (fig. 3a). Mărimea de ieșire a fiecărei ramuri este intensitatea curentului ei I_{r_α}. Mărimea de intrare a fiecărei ramuri este tensiunea electromotoare E_{r_α} a sursei ei de tensiune. Pentru fiecare coardă c_β a circuitului conținînd cîte un rezistor de conductanță G_{c_β} se consideră o sursă de curent în paralel cu rezistorul (figura 3a). Mărimea de ieșire a fiecărei coarde este tensiunea ei U_{c_β}. Mărimea de intrare a fiecărei coarde este intensitatea curentului sursei ei de curent I_{c_β}. Dacă toți parametrii R_{r_α} și G_{c_β} sînt nuli, funcțiile de transfer ale circuitului se exprimă simplu, în funcție de coeficienții de incidență a ramurilor la buclele coardelor.

a. Intensitatea curentului fiecărei ramuri r_α este determinată exclusiv de curenții surselor de curent ale coardelor c_β ce conțin ramura r_α în bucla lor B_{c_β} și ca urmare:

$$H^0_{r_\alpha c_\beta} = c_{B_{c_\beta} r_\alpha}. \tag{1}$$

b. Tensiunea fiecărei coarde c_β este determinată exclusiv de tensiunea electromotoare a ramurilor r_α aflate în bucla B_{c_β} a coardei c_β și ca urmare:

$$H^0_{r_\alpha r_\gamma} = 0, \tag{2}$$

$$H_{c_\beta r_\alpha} = c_{B_{c_\beta} r_\alpha}, \tag{3}$$

$$H^0_{c_\beta c_\delta} = 0. \tag{4}$$

Matricea H° a funcțiilor de transfer ale circuitului cu parametri nuli este deci:

$$H^\circ = \begin{array}{c} \\ r \\ c \end{array} \overset{\begin{array}{cc} r & c \end{array}}{\left|\begin{array}{c|c} [O_{rr}] & [C_{B_{c_r}}]^T \\ \hline [C_{B_{c_r}}] & [O_{cc}] \end{array}\right|}. \tag{5}$$

Se observă că matricea H° este simetrică. Coeficienții de incidență a coardelor la secțiunile ramurilor și de incidență a ramurilor la buclele coardelor satisfac relația:

$$c_{\Sigma_r c_\beta} = -c_{B_{c_\beta} r_\alpha} \tag{6}$$

și deci rezultă relația matricială:

$$[C_{B_{c_r}}]^T = -[C_{\Sigma_r c}]. \tag{7}$$

În consecință, matricea:

$$T = \begin{array}{c} \\ r \end{array} \overset{\begin{array}{cc} r & c \end{array}}{\left|\begin{array}{c|c} [O_{rr}] & [C_{B_{c_r}}]^T \end{array}\right|}, \tag{8}$$

din matricea H° este identică cu matricea :

$$T = \begin{array}{c|c|c|} & r & c \\ \hline r & [O_{rr}] & -[C_{\Sigma_r c}] \\ \hline \end{array} \quad (9)$$

De asemenea, conform (5) valorile neredundante din matricea H° a funcţiilor de transfer la parametrii nuli sînt toate conţinute în tabloul triunghiular :

$$H = \begin{array}{c|c|c|} & r & c \\ \hline r & & -[C_{\Sigma_r c}] \\ \hline c & & \end{array} \quad (10)$$

format din H° prin eliminarea elementelor situate sub diagonala principală în care r este numărul ramurilor, iar c este numărul coardelor.

Utilizarea tabloului dreptunghiular H, al funcţiilor de transfer este posibilă la orice circuit reciproc.

Tabloul H_Δ conţine un număr mai mic de elemente decît tabloul H şi anume cu $L(L-1)/2$ elemente mai puţin. Aceasta reduce considerabil dimensiunile memoriei alocate şi timpul de ciclare al programului pentru analiza unui circuit cu număr foarte mare de elemente.

Avînd în vedere utilizarea eficientă a memoriei calculatorului pentru formarea tabloului triunghiular H^0_Δ din matricea

$$[T] = \begin{array}{c|c|c|} & r & c \\ \hline r & [O_{rr}] & -[C_{\Sigma_r c}] \\ \hline \end{array}, \quad (11)$$

se utilizează o subrutină S de modificare a adreselor elementelor $-c_{\Sigma_{r_\alpha} c_\beta}$. Această subrutină modifică adresa (L, C) a elementului din tabloul $[T]$, trecînd-o în adresa $(L, C)^\circ$ pentru acelaşi element din tabloul H^0_Δ :

$$(L, C)^\circ = (L, C) - L(L+1)/2, \quad (12)$$

unde L este numărul de ordine al liniei elementului şi C numărul de ordine al coloanei elementului.

6. Recalcularea tabelului triunghiular al funcţiilor de transfer la modificarea unui parametru

Modificarea succesivă a valorilor parametrilor pentru $j = 1, 2, \ldots, L-1$, de la valoarea zero la valoarea respectivă P_j corespunde cîte unei recalculări a tabloului triunghiular $H^{(j-1)}_\Delta$ al funcţiilor de transfer ale circuitului reciproc. Se utilizează teorema generală de modificare (2) ţinînd seama de faptul că pentru elementele de „sub diagonală", corespunde în tabloul triunghiular elementul simetric de deasupra diagonalei. Astfel, elementele tabloului H^j_Δ se obţin din elementele tabloului H^{j-1}_Δ cu formula :

$$H^{(j)}_{\alpha,\beta} = H^{(j-1)}_{\alpha,\beta} + \frac{H^{(j-1)}_{\alpha',j'} \cdot H^{(j-1)}_{j'',\beta''}}{\dfrac{1}{P_j} - H^{(j-1)}_{jj}}, \quad (13)$$

unde :

$$\begin{cases} j'' = j \\ \beta'' = \beta \end{cases} \text{pentru} \quad \beta \geqslant j,$$

$$\begin{cases} j'' = \beta \\ \beta'' = j \end{cases} \text{pentru} \quad \beta < j,$$

$$\begin{cases} \alpha' = \alpha \\ j' = j \end{cases} \text{pentru} \quad \alpha \leqslant j, \quad (14)$$

$$\begin{cases} \alpha' = j \\ j' = \alpha \end{cases} \text{pentru} \quad \alpha > j.$$

Subrutina C din anexă calculează tablourile H^j reducînd numărul de operaţii prin calculul *factorului de tablou:*

$$T^{(j)} = \frac{1}{\dfrac{1}{P_j} - H^{(j-1)}_{jj}} \quad (15)$$

şi a *factorului de linie:*

$$M^{(j)}_\alpha = T^{(j)} \cdot H^{(j-1)}_{\alpha',j'}. \quad (16)$$

Astfel calculul fiecărui nou element se face cu formula simplificată :

$$H^{(j)}_{\alpha,\beta} = H^{(j-1)}_{\alpha,\beta} + M^{(j)}_\alpha H^{(j-1)}_{j'',\beta''}. \quad (17)$$

Linia pivotului $H^{(j)}_{jj}$ este ultima linie calculată pentru a păstra valorile $H^{(j-1)}_{j'',\beta''}$ necesare calculului celorlalte linii.

7. Concluzii

Calculul funcţiilor de transfer la circuitele rezistive complexe se reduce prin metoda propusă la recalcularea unui tablou triunghiular al funcţiilor de transfer.

Forma iniţială a tabloului triunghiular conţine ca elemente nenule numai elementele matricei incidenţelor esenţiale $C_{\Sigma_r c}$.

Eficienţa metodei este evidenţiată de programul de calcul care determină funcţiile de

transfer ale unui circuit cu 49 de laturi în timp de 55 secunde.

Un procedeu analog pentru analiza circuitelor nereciproce va constitui obiectul unei lucrări ce va fi publicată ulterior.

ANEXA 1

Program pentru analiza circuitului rezistiv reciproc în limbaj BASIC

1. Subrutină pentru introducerea valorilor

```
10 "V"CL. :I. "RAMURI=" ; U, "LATURI=" ; V :W=27
11 F. X = 0 TO V − 1
12 PA. X : I. "E =" ; Y, "I =" ; Z
14 IF X> =U PA. "G" ; X ; "=" : I. A(X+1) : G. 18
16 PA. "R" ; X ; "=" : I. A(X + 1) : A(X + 1) =
   = − A(X + 1)
18 IF Y<U LET A (W + YV + X) = 1
20 IF Z <U LET A (W + ZV + X) = − 1
22 N. X : END
```

2. Subrutină pentru formarea matricei incidențelor esențiale și a primului tablou triunghiular al transmitanțelor

```
25 "A" S = S + 1 : IF S> U − 1 B.1 : P. "NO"
26 R = W + SV + X : IF A (R) = 0 T. "A"
27 F. Z = 0 TO V − X − 1 : A(Q + Z) = A(Q + Z) +
   + A(R + Z) : N. Z : G. 32
28 "C" F. X = 0 TO U − 1
30 Q = W + XV + X, S = X : IF A(Q) = 0 T. "A"
32 IF A(Q) = 1 F. Z = 0 TO V − X − 1 : A(Q + Z) =
   = − A(Q + Z) : N. Z
35 F. Y = 0 TO U − 1 : IF Y = X T. 55
40 R = W + YV + X, S = A(R)/A(Q)
50 IF ABS RF. Z = 0 : TO V − X − 1 : A(R + Z) =
   = A(R + Z) − SA(Q + Z) : N. Z
55 N. Y : A(Q) = 0 :N. X
56 F. Y = 0 TO U − 1 : T = T + Y
57 F. Z = U TO V − 1 : S = W + YV + Z
58 A(S − T) = A(S) : IF T LET A(S) = 0
59 N. Z : N. Y
```

3. Subrutină pentru calculul funcțiilor de transfer

```
36 "Z"F.Z = Y TO V − 1 : A(S) = A(S) + MA (P)
37 IF Z> = X LET R = 1 : G. 9
38 R = V − Z − 1
39 P = P + R, S = S + 1 : N. Z : RE.
140 N = W − V − 1
145 F. X = 0 TO V − 1
150 N = N + V − X + 1, T = 1/(1/A(X + 1) − A(N))
160 O = W + X, Q = W
170 F. Y = 0 TO V − 1
180 IF Y = X T. 210
190 M = TA(O), P = O, S = Q : IF ABS M GOS. "Z"
200 IF Y<X LET O = O + V − Y − 1 : G. 220
210 O = O + 1
220 Q = Q + V − Y
230 N. Y : Y = X, P = N, S = P, M = TA (N) :
   GOS. "Z"
240 N. X : B. 1 : E.
```

4. Subrutină pentru afișarea rezultatelor

```
300 "=" I. "X=" ; X, "Y=" ; Y
302 IF X< U LET M$ = "A" : G. 304
303 M $ = "V"
304 IF Y< U LET N$ = "V" : G. 306
305 N $ = "A"
306 IF X> Y LET O = Y, P = X : G. 308
307 O = X, P = Y
308 Z = W + OV + P − O* (O + 1) /2
309 P. X ; Y ; "|__|" ; U. #. ####A ; A(Z) ; M$ ; "/" ;
   N$ : U. : G. 300.
```

ANEXA 2

Aplicații

Prima din aplicațiile ce urmează se referă la un circuit simplu și are ca scop ilustrarea metodei prezentate.

A doua aplicație se referă la un circuit cu număr mare de elemente și urmărește evidențierea eficienței metodei de analiză propuse.

Aplicația 1 Să se calculeze tabloul funcțiilor de transfer hibride pentru circuitul reprezentat în figura 3a. Elementele de circuit au valorile următoare : $R_0 = 1\Omega$, $R_1 = 4\Omega$, $R_2 = 5\Omega$, $R_3 = 10\Omega$, $R_4 = 15\Omega$, iar mărimile de intrare sînt : E_0, E_1, J_2, J_3, J_4.

În figura 3b este reprezentat graful circuitului. Ramurile (0 și 1) sînt reprezentate cu linie plină, iar coardele (2, 3 și 4) sînt reprezentate cu linie întreruptă. În figurile 3c și 3d sînt prezentate tabloul valorilor parametrilor și respectiv matricea de incidență a laturilor la noduri.

În figura 3e sînt prezentate cele două prelucrări ale matricei C_{nl} în vederea obținerii tabloului T.

Figura 3f prezintă tablourile triunghiulare H_Δ^k obținută prin prelucrările succesive ale tabloului T. Ultimul din aceaste serie este chiar tabloul funcțiilor de transfer hibride cerut.

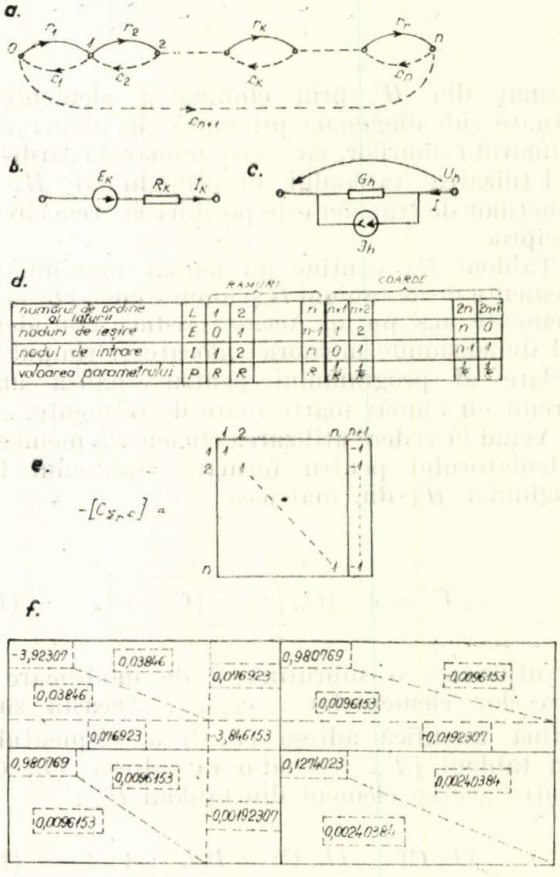


Fig. 4. *a* — Graful circuitului ; *b* — sursă de tensiune electromotoare E_k ; *c* — sursa de curent I_h ; *d* — tabloul valorilor parametrilor ; matricea transmitanțelor hibride.

Aplicația 2

Se consideră circuitul al cărui graf este prezentat în figura 4a. Fiecare ramură r_k este constituită dintr-un rezistor R_k în serie cu o sursă de tensiune electromotoare E_k (fig. 4*b*) și fiecare coardă (c_k) este constituită dintr-un rezistor de conductanță G_h în paralel cu o sursă de curent I_h (fig. 4c). Se consideră în total un număr de n ramuri identice și un număr de $n + 1$ coarde identice ca structură, avînd $R_k = \dfrac{1}{G_h} = R$.

Tabloul valorilor parametrilor este prezentat în figura 4d, iar matricea $-[C\Sigma_{rc}]$ obținută după prelucrarea matricei de incidență C_{nl} este dată în figura 4e. Tabloul final al transmitanțelor hibride este cel dat în figura 4f.

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* A new method for analysing networks based on iterative hibrid network functions computation. In : Revue Roumaine des sciences techniques, Série Electrotechnique et Énergétique, tome **25**, Bucarest, 1980, p. 537.

[2] *Preda, M., Cristea, P., Spinei, F.* Bazele electrotehnicii Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.

[3] *Chua, L. O., Lin, P. M.* Computer-aided analysis of electronic circuits, Prentice—Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[4] *Brown, H.* Solution of large networks by matrix methods, John Wiley Sons, New York, 1977.

[5] *Cristea, P.* Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice, E.E.A. — Electrotehnica, 4, 145—155, 1978.

C.Z. 621.316.5

MOTOR DE CURENT CONTINUU
TENSIUNE ROTORICĂ

Regimurile dinamice de pornire în sistemele de acționare cu motor de curent continuu

CAROL SAAL* — Brașov

Introducere

Studiul regimurilor dinamice ale sistemelor de acționare electrică este în prezent din ce în ce mai util, cu o motivație legată atît de comanda motorului de acționare, de optimizarea proceselor din sistemele automatizate, ori de dimensionarea elementelor de comutație statică, cît și de identificarea dinamică a parametrilor ce intervin. În ultimul timp capătă o importanță crescîndă motoarele și servomotoarele de curent continuu și flux de excitație constant (cu magneți permanenți și cu excitație independentă). Evaluările cantitative concrete pleacă de la modelele matematice ce pot fi asociate subsistemului de putere motor — mașină de lucru acționată.

În lucrare se examinează numai modele matematice liniare de ordinul II, atașate regimurilor de pornire a motoarelor de acționare de curent continuu și flux de excitație constant. Se utilizează calculul operațional cu transformatele Laplace. Se au în vedere particularitățile legate de natura fizică a cuplului static (reactivă și potențială), cît și de factorul de frecare vîscoasă. Față de unele lucrări cunoscute [1, 2, 3] se cercetează complet toate regimurile de pornire posibile, în ipoteze de calcul general admise. Răspunsurile temporale în curent rotoric și viteza unghiulară, exprimate normat sub forma cea mai simplă posibilă, pot fi apreciate ca inedite. Pentru rațiunile de ordin practic este suficientă folosirea unui calculator de buzunar.

Rezultatele obținute sînt prezentate sistematizat, evidențiindu-se și unele domenii de aplicare a lor. O aplicație numerică detaliată exemplifică metodica de calcul. Se pot calcula relativ simplu vîrfurile de curent din timpul pornirii, ca și gradientul maxim de curent rotoric, de care se ține seama, printre altele, în sistemele de acționare cu tiristoare.

1. Ipoteze de calcul

Se admite că următorii parametri ai motorului de curent continuu și ai mașinii de lucru sînt constanți : L_A, R_A — inductivitatea, respectiv rezistența totală, a circuitului rotoric ; Φ — fluxul magnetic fascicular pe pol principal ; J — momentul total axial de inerție al sistemului de acționare, redus la arborele motorului ; U — tensiunea de alimentare rotorică ; M_s — cuplul static rezistent, de natură fizică reactivă și potențială ; F — factorul de frecare vîscoasă.

Așadar, reacțiunea indusului se presupune complet anihilată ori neglijată, ca și saturația magnetică.

2. Ecuațiile de stare ale sistemului de acționare

Funcționarea subsistemului de putere din cadrul sistemului de acționare electrică este caracterizată de :

— *ecuația de funcționare* în regim de motor al mașinii de acționare de curent continuu :

$$R_A i_A + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} - e = U, \tag{1}$$

— *ecuația de mișcare* a sistemului de acționare :

$$m = M_s + F^{\omega} + J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}, \tag{2}$$

* Universitatea din Brașov, Catedra de acționări electrice,

aici momentul total axial de inerţie, redus la arborele motorului, este :

$$J = FI \cdot J_m, \tag{3}$$

J_m fiind momentul de inerţie intern, al rotorului maşinii electrice, iar FI factorul de inerţie.

La ecuaţiile (1) şi (2) se adaugă expresiile :

— *cuplului electromagnetic* al motorului :

$$m = k\Phi i_A = ci_A, \tag{4}$$

cu $c = k\Phi = \text{const}$;

— *tensiunii electromotoare* indusă prin rotaţie într-o cale de curent a înfăşurării rotorice :

$$e = -k\Phi\omega = -c\omega. \tag{5}$$

Eliminarea mărimilor m şi e între ecuaţiile (1), (2), (4), (5) conduce la *ecuaţiile de stare* cunoscute :

$$\tau_A \frac{di_A}{dt} + i_A + \frac{c}{R_A}\omega = I_M,$$
$$\tau_M \frac{d\omega}{dt} + \frac{Jc}{\tau_D}\omega + I_s = i_A, \tag{6}$$

în care :

$$\tau_A = \frac{L_A}{R_A}; \quad \tau_M = \frac{JR_A}{c^2}; \quad \tau_D = \frac{J}{F}; \quad I_M = \frac{U}{R_A}. \tag{7}$$

Mai sus intervin binecunoscutele constante de timp : electromagnetică a circuitului rotoric τ_A, electromecanică a sistemului de acţionare τ_M, de amortizare $\tau_D \cdot I_M$ este curentul de regim staţionar ce s-ar stabili în circuitul rotoric, dacă rotorul ar fi blocat. Evident că, în ecuaţiile (6) s-a presupus că nici una din mărimile care apar în ele nu este considerată ca fiind nulă.

3. Curentul rotoric şi viteza unghiulară de regim staţionar

Admiţînd ipotezele de calcul expuse la punctul 2, se obţin modele matematice liniare. Considerînd inductivitatea circuitului rotoric $L_A \neq 0$, se obţin patru modele de ordinul II de tip Pasek [1]. Aceste modele au fost notate în [4] şi vor fi notate şi aici cu *21*, *22*, *23*, *24*. Mărimile ce se neglijează rezultă din tabelul 1, în care se dau şi expresiile de regim permanent sau staţionar ale curentului rotoric şi vitezei unghiulare din modelele susmenţionate. În aceste expresii intervin rapoartele adimensionale ale constantelor de timp şi anume :

$$\delta = \frac{\tau_A}{\tau_M}; \quad \gamma = \frac{\tau_A}{\tau_D}; \quad \rho = \frac{\tau_M}{\tau_D} = \frac{\gamma}{\rho}. \tag{8}$$

Curenţii de regim staţionar $I_{2q}(q = 1, \ldots 4)$ satisfac egalităţile :

$$I_{21} = 0; \quad I_{22} = \frac{\rho}{1+\rho} \cdot I_M; \quad I_{23} = I_s = \frac{M_s}{c};$$
$$I_{24} = \frac{\rho + I_s^*}{1+\rho} \cdot I_M > I_s. \tag{9}$$

Aici :

$$I_s^* = \frac{I_s}{I_M}.$$

În ceea ce priveşte vitezele unghiulare de regim staţionar Ω_{2q}, corespunzătoare celor patru modele matematice de ordinul II, ele satisfac egalităţile :

$$\Omega_{21} = \Omega_0; \quad \Omega_{22} = \frac{\Omega_0}{1+\rho};$$
$$\Omega_{23} = (1 - I_s^*)\ \Omega_0 = \left(1 - \frac{\Delta\Omega_s}{\Omega_0}\right)\Omega_0 = \Omega_s; \tag{10}$$
$$\Omega_{24} = \frac{1 - \Delta\Omega_s/\Omega_0}{1+\rho} \cdot \Omega_0 = \frac{1 - I_s^*}{1+\rho}\Omega_0 = \frac{\Omega_s}{1+\rho} < \Omega_{23}.$$

4. Rezolvarea ecuaţiilor de stare

Rezolvarea ecuaţiilor de stare (6) pentru oricare model matematic *21*, ...,*24* înseamnă, de fapt, găsirea răspunsurilor dinamice în curent $i_A(t)$ şi viteză unghiulară $\omega(t)$, la aplicarea unei tensiuni la bornele circuitului rotoric $u = U \cdot 1(t)$, unde $1(t)$ este funcţia treaptă unitară. Sînt cunoscute diferite metode, care apelează fie la analiza matematică clasică, fie la calculul operaţional, la tehnica expansiunii modale, cît şi la metoda matricei de tranziţie de stare [4, 5, 3]. Autorul a preferat calculul operaţional cu utilizarea transformatelor Laplace, acestea conducînd uşor şi la considerente referitoare la felul regimului de pornire.

4.1. Transformatele Laplace ale curentului şi vitezei unghiulare

În situaţia cuplului static $M_s = \text{const}$, natura lui nu influenţează expresiile transformatelor Laplace ale curentului rotoric şi vitezei unghiulare la modelele *21* şi *22*. Aceasta întrucît la modelele respective valoarea constantă a cuplului M_s este nulă ; la aceste modele condiţiile iniţiale sînt aceleaşi :

$$i_{21}(0) = i_{22}(0) = 0, \quad \omega_{21}(0) = \omega_{22}(0) = 0. \tag{11}$$

Sistemul de acţionare descris de modelele *21* şi *22* se pun imediat în mişcare, odată cu

Tabelul 1

Modelele matematice liniare de ordinul II ale sistemelor de acționare cu motor de curent continuu și flux de excitație constant. Curentul rotoric și viteza unghiulară de regim staționar

Denumirea modelului	Mărimi neglijate	Curentul rotoric	Viteza unghiulară	Comentarii și notații
21	F; M_s	$I_{21} = 0$	$\Omega_{21} = \frac{U}{c} = \Omega_0$	Cel mai simplu model de ordinul doi
22	M_s	$I_{22} = \frac{I_M}{1 + \frac{1}{\rho}}$	$\Omega_{22} = \Omega_0\left(1 - \frac{\Delta\Omega_{22}}{\Omega_0}\right) = \Omega_0(1 - I_{22}^*) = \frac{\Omega_0}{1+\rho}$	$\Omega_{22} < \Omega_{21} = \Omega_0$; $I_M = \frac{U}{R_A}$; $I_{22}^* = \frac{I_{22}}{I_M}$; $\frac{\Delta\Omega_{22}}{\Omega_0} = \frac{I_{22}}{I_M}$; $\Delta\Omega_{22} = \frac{R_A I_{22}}{c}$; $\delta = \frac{\tau_A}{\tau_M}$; $\gamma = \frac{\tau_A}{\tau_D}$; $\rho = \frac{\tau_M}{\tau_D} = \frac{\gamma}{\delta}$;
23	F	$I_{23} = \frac{M_s}{c} = I_s$	$\Omega_{23} = \Omega_0\left(1 - \frac{\Delta\Omega_s}{\Omega_0}\right) = \Omega_0(1 - I_s^*) = \Omega_s$	$\Omega_s = \Omega_0 - \frac{R_A I_s}{c} = \Omega_0 - \Delta\Omega_s$; $\frac{\Delta\Omega_s}{\Omega_0} = \frac{I_s}{I_M}$; $I_s = \frac{M_s}{c}$; $\Delta\Omega_s = \frac{R_A I_s}{c} = \frac{R_A M_s}{c^2}$; $I_s^* = \frac{I_s}{I_M}$.
24	—	$I_{24} = \frac{\rho + I_s^*}{\rho + 1} \cdot I_M = \frac{\gamma + \delta I_s^*}{\gamma + \delta} \cdot I_M$	$\Omega_{24} = \frac{\Omega_s}{1+\rho} = \frac{\Omega_{23}}{1+\rho} = \frac{\delta\Omega_s}{\delta + \gamma}$	Cel mai complet model de ordinul doi $\Omega_{24} < \Omega_{23} = \Omega_s$

aplicarea tensiunii rotorice. Modelul *21* corespunde pornirii în gol ideale a motorului, eventual cu mase suplimentare inerțiale ale mașinii de lucru cuplată cu motorul, neglijîndu-se orice cuplu de frecări uscate și util.

La modelele *23* și *24* situația se schimbă. Condițiile inițiale:

$$i_{23}(0) = i_{24}(0) = 0, \quad \omega_{23}(0) = \omega_{24}(0) = 0, \tag{12}$$

corespund realității fizice doar pentru $M_s = \text{const}$ de natură potențială (de exemplu la instalațiile de ridicat). Dacă cuplul static rezistent este de natură reactivă, de exemplu de frecare uscată, atunci din momentul aplicării tensiunii rotorice în treaptă, pînă în momentul în care sistemul de acționare se pune în mișcare există un timp mort t_d. Totul se petrece ca și cum cuplul static reactiv M_s începe să acționeze doar din momentul în care cuplul electromagnetic dezvoltat a egalat cuplul static, $m = M_s$. Prin urmare, la modelele *23* și *24* cu cuplul static constant M_s de natură reactivă sau pasivă, luînd ca origine de timp momentul în care rotorul se pune în mișcare, vor fi ([5, 6], p. 81):

$$i_{23}(0) = i_{24}(0) = I_s = \frac{M_s}{c}; \quad \omega_{23}(0) = \omega_{24}(0) = 0. \tag{13}$$

Motivele expuse sînt cauza pentru care transformatele Laplace ale curentului rotoric și

vitezei unghiulare diferă în funcție de natura fizică a cuplului static M_s (tabelul 2).

4.2. Calculul timpului mort

Cum se știe și s-a arătat și mai sus, acest timp apare la sistemele de acționare *23* și *24* din momentul aplicării tensiunii rotorice pînă la atingerea de către curentul rotoric a valorii I_s, corespunzătoare cuplului M_s static, deci pînă la

$$i_A = I_s = \frac{M_s}{c}. \qquad (14)$$

În intervalul de timp mort curentul rotoric satisface ecuația:

$$R_A i_A + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} = U;$$

cu condiția unui curent nul în momentul aplicării tensiunii U, din cauza prezenței inductivității rotorice, se obține:

$$i_A = I_M(1 - e^{-t/\tau_A}) = I_M(1 - e^{-2t^*}). \qquad (15)$$

Mai sus, t^* este timpul normat sau relativ:

$$t^* = \frac{1}{2}\frac{t}{\tau_A}. \qquad (16)$$

Tabelul 2

Transformatele Laplace ale curentului rotoric și vitezei unghiulare ale motorului de acționare de curent continuu cu flux constant de excitație

Denumirea modelului		Transformata Laplace a curentului rotoric	Transformata Laplace a vitezei unghiulare	Notații
	21	$i_{21} = \dfrac{\tau_M I_M}{1 + \tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{21} = \dfrac{\Omega_0}{s(1 + \tau_M s + \tau_A \tau_M s^2)}$	$\Omega_0 = \dfrac{U}{c}$; $I_M = \dfrac{U}{R_A}$;
	22	$i_{22} = \dfrac{\left(\tau_M + \dfrac{\rho}{s}\right) I_M}{1 + \rho + (1 + \gamma)\tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{22} = \dfrac{\Omega_0}{s[1 + \rho + (1 + \gamma)\tau_M s + \tau_A \tau_M s^2]}$	$\gamma = \dfrac{\tau_A}{\tau_D}$; $\rho = \dfrac{\tau_M}{\tau_D}$;
cuplu static de natură potențială	*23*	$i_{23} = \dfrac{I_s}{s} + \dfrac{(I_M - I_s)\tau_M - \tau_A \tau_M I_s}{1 + \tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{23} = \dfrac{\Omega_s/s - \tau_A \Delta\Omega_s}{1 + \tau_A s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\tau_A = \dfrac{L_A}{R_A}$; $\tau_M = \dfrac{J R_A}{c^2}$;
	24	$i_{24} = \dfrac{I_s}{s} + \dfrac{\left(\tau_M + \dfrac{\rho}{s}\right)(I_M - I_s) - \tau_M(\gamma + \tau_A s) I_s}{1 + \rho + (1 + \gamma)\tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{24} = \dfrac{\dfrac{\Omega_s}{s} - \tau_A \Delta\Omega_s}{1 + \rho + (1 + \gamma)\tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\tau_D = \dfrac{J}{F}$;
cuplu static de natură reactivă	*23*	$i_{23} = \dfrac{I_s}{s} + \dfrac{(I_M - I_s)\tau_M}{1 + \tau_M s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{23} = \dfrac{\Omega_s}{s(1 + \tau_M s + \tau_A \tau_M s^2)}$	$\Delta\Omega_s = \dfrac{R_A I_s}{c} = \dfrac{R_A M_s}{c^2}$;
	24	$i_{24} = \dfrac{I_s}{s} + \dfrac{(I_M - I_s)(\rho + \tau_M s)}{s[1 + \rho + \tau_M(1 + \gamma)s + \tau_A \tau_M s^2}$	$\omega_{24} = \dfrac{\Omega_s}{s[1 + \rho + \tau_M(1 + \gamma)s + \tau_A \tau_M s^2]}$	$\Omega_s = \Omega_0 - \Delta\Omega_s$

Cu condițiile $i_A = I_s$, $t = t_d$, din egalitatea (15 se obține timpul mort:

$$t_d = -\tau_A \ln(1 - I_s^*) = \tau_A \ln\left(\frac{U}{U - R_A I_s}\right) = \tau_A \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_s}, \qquad (17)$$

unde:

$$\Omega_s = \Omega_0 - \frac{R_A I_s}{c} = \Omega_0(1 - I_s^*), \text{ cu } I_s^* = \frac{I_s}{I_M}. \qquad (18)$$

Timpul mort t_d poate fi normat tot prin $2\tau_A$, obţinîndu-se :

$$t_d^* = \frac{1}{2}\frac{t_d}{\tau_A} = -\frac{1}{2}\ln(1 - I_s^*) = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{1}{1 - I_s^*}\right). \quad (19)$$

Dacă în circuitul rotoric nu sînt înseriate bobine de reactanţă, timpul mort t_d este mic în valoare absolută.

4.3. Curentul rotoric şi viteza unghiulară în domeniul temporal

Transformatele Laplace din tabelul 2 conduc, prin aplicarea regulilor de transformare inversă la funcţiile de timp $i_A(t)$, $\omega(t)$ ale curentului rotoric, respectiv a vitezei unghiulare a motorului de acţionare. La fiecare model matematic se obţin cîte trei regimuri de funcţionare. La modelele 21 şi 23, $i_A(t)$ şi $\omega(t)$ descriu *regimuri aperiodice* dacă :

$$\delta \leqslant \frac{1}{4}, \text{ respectiv } 4\tau_A \leqslant \tau_M, \quad (20)$$

unde δ este dat de relaţia (8_1). Se obţine un *regim periodic* sau *oscilant amortizat* dacă :

$$\delta > \frac{1}{4}, \text{ respectiv } 4\tau_A > \tau_M. \quad (21)$$

La modelele *22* şi *24* se obţin *regimuri aperiodice* pentru :

$$\delta \leqslant \frac{(1-\gamma)^2}{4}, \text{ respectiv } 2\sqrt{\frac{\tau_A}{\tau_M}} \leqslant 1 - \frac{\tau_A}{\tau_D}, \quad (22)$$

unde γ este dat de relaţia (8_2) ; la aceleaşi modele regimul obţinut va fi *periodic* sau *oscilant amortizat* dacă :

$$\delta > \frac{(1-\gamma)^2}{4}, \text{ adică } 2\sqrt{\frac{\tau_A}{\tau_M}} > 1 - \frac{\tau_A}{\tau_D}. \quad (23)$$

Egalităţile din relaţiile (20) şi (22) conduc la *regimuri aperiodice critice*. În cele ce urmează regimurile de pornire vor fi notate astfel : *a — aperiodic; b — aperiodic critic; c — periodic sau oscilant amortizat.*

Pornind de la transformatele Laplace, indicate în tabelul 3, se obţine curentul rotoric şi viteza unghiulară. Acestea au fost exprimate normat în relaţiile (26), ..., (34). Curentul rotoric din modelul 21 s-a normat astfel :

$$i_{21}^* = \frac{i_{21}}{I_M}, \quad (24)$$

Tabelul 3

Constante auxiliare reale introduse în relaţiile (26)...(34)

$$a = 1 + \gamma; \quad A_{23} = \frac{1 - I_s^*}{I_s^*}; \quad A_{24} = \rho\frac{1 - I_s^*}{\rho + I_s^*};$$

$$B_{23} = 1 + 2\delta\frac{\Delta\Omega_s}{\Omega_s} = 1 + \frac{2\delta}{A_{23}};$$

$$B_{24} = a + 2(\gamma + \delta)\frac{\Delta\Omega_s}{\Omega_s} = a + \frac{2(\gamma + \delta)}{A_{23}};$$

$$C_{22} = 1 - \frac{2}{a}\left(1 + \frac{1}{\rho}\right); \quad C_{23} = 1 - \frac{2}{I_s^*};$$

$$C_{24} = a + 2\cdot\frac{a\rho I_s^* - (1+\rho)}{\rho + I_s^*};$$

$$K_{24} = aC_{22} = a - 2\left(1 + \frac{1}{\rho}\right);$$

$$\Omega_{1*} = \sqrt{1 - 4\delta}; \quad \Omega_{2*} = \sqrt{(1-\gamma)^2 - 4\delta};$$

$$\Omega'_{1*} = \sqrt{4\delta - 1}; \quad \Omega'_{2*} = \sqrt{4\delta - (1-\gamma)^2};$$

$$\mathrm{th}\alpha_{21} = \Omega_{1*}; \quad \mathrm{tg}\alpha'_{21} = \Omega'_{1*};$$

$$\mathrm{th}\alpha_{22} = \frac{\Omega_{2*}}{a}; \quad \mathrm{tg}\alpha'_{22} = \frac{\Omega'_{2*}}{a};$$

$$\mathrm{th}\alpha_{23} = \frac{\Omega_{1*}}{B_{23}}; \quad \mathrm{tg}\alpha'_{23} = \frac{\Omega'_{1*}}{B_{23}};$$

$$\mathrm{th}\alpha_{24} = \frac{\Omega_{2*}}{B_{24}}; \quad \mathrm{tg}\alpha'_{24} = \frac{\Omega'_{2*}}{B_{21}};$$

$$\mathrm{th}\varkappa_{22} = \frac{\rho\Omega_{2*}}{(a-2)\rho - 2}; \quad \mathrm{tg}\varkappa'_{22} = \frac{\rho\Omega'_{2*}}{(a-2)\rho - 2};$$

$$\mathrm{th}\varkappa_{23} = \frac{\Omega_{1*}I_s^*}{I_s^* - 2}; \quad \mathrm{tg}\varkappa'_{23} = \frac{\Omega'_{1*}I_s^*}{I_s^* - 2};$$

$$\mathrm{th}\varkappa_{24} = \frac{(\rho + I_s^*)\Omega_{2*}}{(\rho + I_s^*)a - 2(1+\rho)};$$

$$\mathrm{tg}\varkappa'_{24} = \frac{(\rho + I_s^*)\Omega'_{2*}}{(\rho + I_s^*)a - 2(1+\rho)};$$

$$\mathrm{th}\sigma_{21} = -\mathrm{th}\varkappa_{22}; \quad \mathrm{tg}\sigma'_{24} = -\mathrm{tg}\varkappa'_{22}.$$

în ce priveşte curenţii i_{2q} $(q = 2, 3, 4)$ şi vitezele unghiulare $\omega_{2q}(q = 1, \ldots, 4)$, aceştia s-au normat prin mărimile lor de regim staţionar, avînd deci :

$$i_{2q}^* = \frac{i_{2q}}{I_{2q}}; \quad \omega_{2q}^* = \frac{\omega_{2q}}{\Omega_{2q}}. \quad (25)$$

Pentru simplificare s-a normat şi timpul t, ca în relaţia (16).

Puse sub forma cea mai compactă şi mai uşor de manipulat, se obţin expresiile :

a. *Regimuri aperiodice* :

$$i_{21}^* = \frac{2}{\Omega_{1*}} e^{-t^*} \cdot \operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^*);$$

$$\omega_{21}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^* + \alpha_{21})}{\operatorname{sh}\alpha_{21}};$$

$$i_{22}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* + \varkappa_{22})}{\operatorname{sh}\varkappa_{22}}; \quad (26)$$

$$\omega_{22}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* + \alpha_{22})}{\operatorname{sh}\alpha_{22}}.$$

Cuplul static de natură reactivă :

$$i_{23}^* = 1 + \frac{2A_{23}}{\Omega_{1*}} e^{-t^*} \cdot \operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^*);$$

$$\omega_{23}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^* + \alpha_{21})}{\operatorname{sh}\alpha_{21}};$$

$$i_{24}^* = 1 + A_{24} e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* - \sigma_{24})}{\operatorname{sh}\sigma_{24}}; \quad (27)$$

$$\omega_{24}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* + \alpha_{22})}{\operatorname{sh}\alpha_{22}}.$$

Cuplul static de natură potenţială :

$$i_{23}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^* + \varkappa_{23})}{\operatorname{sh}\varkappa_{23}};$$

$$\omega_{23}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{1*} t^* + \alpha_{23})}{\operatorname{sh}\alpha_{23}};$$

$$i_{24}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* + \varkappa_{24})}{\operatorname{sh}\varkappa_{24}}; \quad (28)$$

$$\omega_{24}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\operatorname{sh}(\Omega_{2*} t^* + \alpha_{24})}{\operatorname{sh}\alpha_{24}}.$$

b. *Regimuri aperiodice critice* :

$$i_{21}^* = 2t^* e^{-t^*};$$

$$\omega_{21}^* = 1 - (1 + t^*) e^{-t^*};$$

$$i_{22}^* = 1 - (1 + K_{24} t^*) e^{-at^*}; \quad (29)$$

$$\omega_{22}^* = 1 - (1 + at^*) e^{-at^*};$$

Cuplul static de natură reactivă :

$$i_{23}^* = 1 + 2A_{23} t^* e^{-t^*};$$

$$\omega_{23}^* = 1 - (1 + t^*) e^{-t^*};$$

$$i_{24}^* = 1 - A_{24}(1 + K_{24} t^*) e^{-t^*}; \quad (30)$$

$$\omega_{24}^* = 1 - (1 + at^*) e^{-at^*}.$$

Cuplul static de natură potenţială :

$$i_{23}^* = 1 - (1 + C_{23} t^*) e^{-t^*};$$

$$\omega_{23}^* = 1 - (1 + B_{23} t^*) e^{-t^*};$$

$$i_{24}^* = 1 - (1 + C_{24} t^*) e^{-at^*}; \quad (31)$$

$$\omega_{24}^* = 1 - (1 + B_{24} t^*) e^{-at^*}.$$

c. *Regimuri periodice sau oscilante amortizate:*

$$i_{21}^* = \frac{2}{\Omega'_{1*}} e^{-t^*} \cdot \sin(\Omega'_{1*} t^*);$$

$$\omega_{21}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{1*} t^* + \alpha'_{21})}{\sin\alpha'_{21}};$$

$$i_{22}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{2*} t^* + \varkappa'_{22})}{\sin\varkappa'_{22}}; \quad (32)$$

$$\omega_{22}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{2*} t^* + \alpha'_{22})}{\sin\alpha'_{22}}.$$

Cuplul static de natură reactivă :

$$i_{23}^* = 1 + \frac{2A_{23}}{\Omega'_{1*}} e^{-t^*} \cdot \sin(\Omega'_{1*} t^*);$$

$$\omega_{23}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{1*} t^* + \alpha'_{21})}{\sin\alpha'_{21}};$$

$$i_{24}^* = 1 + A_{24} e^{-at^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{2*} t^* - \sigma'_{24})}{\sin\sigma'_{24}}; \quad (33)$$

$$\omega_{24}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{2*} t^* + \alpha'_{22})}{\sin\alpha'_{22}}.$$

Cuplul static de natură potenţială :

$$i_{23}^* = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\sin(\Omega'_{1*} t^* + \varkappa'_{23})}{\sin\varkappa'_{23}};$$

$$\omega_{23}^{*} = 1 - e^{-t^{*}} \cdot \frac{\sin(\Omega_1'^{*}\, t^{*} + \alpha_{23}')}{\sin \alpha_{23}'};$$

$$i_{24}^{*} = 1 - e^{-at^{*}} \cdot \frac{\sin(\Omega_2'^{*}\, t^{*} + \varkappa_{24}')}{\sin \varkappa_{24}'}; \qquad (34)$$

$$\omega_{24}^{*} = 1 - e^{-at^{*}} \cdot \frac{\sin(\Omega_2'^{*}\, t^{*} + \alpha_{24}')}{\sin \alpha_{24}'}.$$

În relaţiile (26), ..., (34) s-au introdus constante auxiliare, redate şi sistematizate în tabelul 3. Acestea reprezintă coeficienţi adimensionali, ce nu depind, deci, de sistemul de unităţi utilizat, fiind cantităţi reale în cadrul fiecărui regim de pornire considerat. Prin ele se manifestă diferiţii parametri electrici, magnetici şi mecanici ai subsistemului de putere din cadrul sistemului de acţionare electrică.

Examinarea răspunsurilor dinamice temporale în curent rotoric şi viteză unghiulară, puse sub formele concentrate (26), ..., (34), arată că descrierea cantitativă a acestora se face prin intermediul timpului relativ t^{*} (relaţia de definiţie (16)) în toate regimurile şi modelele; el intervine în funcţii exponenţiale de exponent negativ. În regimurile aperiodice *a* mai apare la argumentul unor sinuşi hiperbolici, iar în regimurile periodice amortizate *c* — la argumentul unor sinuşi trigonometrici.

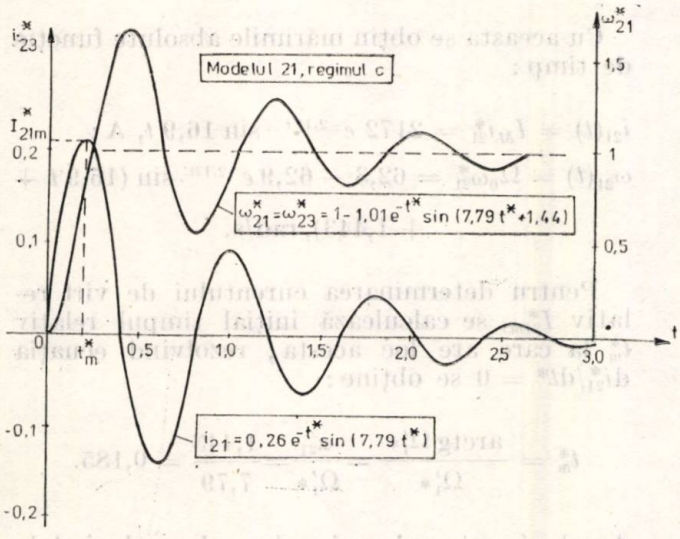


Fig. 1. Graficele curentului şi vitezei unghiulare relative la modelul *21* (regimul periodic amortizat *c*; cuplu static rezistent reactiv). Corespund punctului a1 din exemplul de calcul.

Reprezentările grafice ale curentului rotoric şi vitezei unghiulare nu prezintă dificultăţi. Cu titlu de exemplu ele s-au redat pentru unele, modele şi regimuri de pornire în figurile 1,...,4.

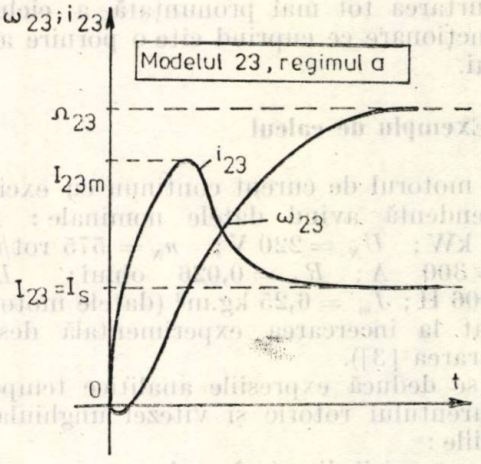


Fig. 2. Evoluţia temporală a curentului şi vitezei unghiulare relative la modelul *23* (regimul aperiodic *a*; cuplul static potenţial).

5. Utilizări şi concluzii

Utilizările rezultatelor (24),..., (34) sînt multiple. În afara aplicaţiilor posibile din sfera determinării prin încercări dinamice ai parametrilor subsistemului de putere din cadrul sistemelor de acţionare cu motor de curent continuu şi flux de excitaţie constant la toate modelele matematice *21*, ..., *24*, se relevă şi alte aplicaţii de interes. Una din acestea este determinarea vîrfului de curent I_{Am}. Momentul cînd are loc acest vîrf se va afla rezolvînd ecuaţia $di_{2q}^{*}/dt^{*} = 0$; se va obţine timpul relativ t_m^{*}, respectiv timpul absolut $t_m = 2\tau_A t_m^{*}$, cu care se deduce $I_{Am} = I_{2q} i_{2q}^{*}(t_m^{*})$. Acest lucru interesează îndeosebi pentru $q = 2, 3, 4$, cazul $q = 1$ (la care I_{1q} se va înlocui însă prin I_M) fiind cunoscut [1].

La motoarele de acţionare de curent continuu, comandate în circuitul rotoric în tensiune treaptă, folosite în scheme cu tiristoare, o aplicaţie importantă este determinarea gradientului maxim în curent rotoric $(di_A/dt)_{max}$. Expresiile analitice prezentate în lucrare permit calculul rapid al acestui gradient.

Desigur că precizia obţinută prin utilizarea modelelor matematice liniare depinde în mare măsură de îndeplinirea condiţiilor de invariabilitate ai diferiţilor parametri (ipotezele de la punctul 2). Neanihilarea completă a fluxului de reacţie a indusului va conduce la anumite abateri între teorie şi experiment, ca şi la calculul cu erori al cuplului electromagnetic. Servomotoarele cu intrefier mai mare vor fi în consecinţă mai puţin afectate.

În situaţia $\delta = \tau_A/\tau_M \leqslant 0{,}05$ se pot utiliza modelele mai simple de ordinul *I* (a se vedea [2]), la care se neglijează inductivitatea circuitului rotoric, binecunoscute din manualele şi cursurile de acţionări electrice.

Importanţa actuală a modelelor studiate de ordinul II este totuşi în creştere, ţinînd seama

de scurtarea tot mai pronunțată a ciclurilor de funcționare ce cuprind cîte o pornire a motorului.

6. Exemplu de calcul

Fie motorul de curent continuu cu excitație independentă avînd datele nominale: $P_N = 55$ kW; $U_N = 220$ V; $n_N = 575$ rot/min; $I_{AN} = 300$ A; $R_A = 0{,}026$ ohmi; $L_A = 0{,}006$ H; $J_m = 6{,}25$ kg.m^2 (datele motorului utilizat la încercarea experimentală descrisă în lucrarea [3]).

Să se deducă expresiile analitice temporale ale curentului rotoric și vitezei unghiulare în situațiile:

*a*1 — pornirii directe în gol;

*a*2 — pornirii directe în sarcină, cu cuplul static rezistent reactiv constant $M_s = M_N$;

b — pornirii cu cuplu static rezistent reactiv constant $M_s = 0{,}6\, M_N$ și factor de inerție $FI = 1{,}6$; rezistența totală a circuitului rotoric va fi $R_{At} = 10\, R_A$.

În cazurile *a*1, *a*2 se consideră factorul de frecare vîscoasă $F = 0$; în cazul *b* se va lua $F = 8$ Nms/rad.

Rezolvare

*a*1) Inițial se calculează mărimea constantă de proporționalitate:

$$c = k\Phi = \frac{U_N - R_A I_{AN}}{\Omega_N} = \frac{220 - 0{,}026 \cdot 300}{\frac{3{,}14}{30} \cdot 575} =$$

$$= 3{,}53 \text{ Wb}.$$

Constantele de timp sînt:

$$\tau_A = \frac{L_A}{R_A} = \frac{0{,}006}{0{,}026} = 0{,}231 \text{ s};$$

$$\tau_M = \tau_{Mi} = \frac{J_m R_A}{3{,}53^2} = \frac{6{,}25 \cdot 0{,}026}{3{,}53^2} = 0{,}015 \text{ s}$$

(ultima constantă, electromecanică, coincide aici cu cea internă).

Se va folosi modelul matematic *21* ($M_s = 0$, $F = 0$). Se calculează:

$$\delta = \frac{\tau_A}{\tau_M} = \frac{0{,}231}{0{,}015} = 15{,}4 > \frac{1}{4};$$

regimul de pornire va fi deci periodic amortizat (*c*), utilizîndu-se relațiile (32).

Se obține succesiv:

$$\Omega'_1* = \sqrt{4\delta - 1} = \sqrt{4 \cdot 15{,}4 - 1} = 7{,}79 = \operatorname{tg} \alpha'_{21};$$

$$\sin \alpha'_{21} = \frac{\Omega'_1*}{\sqrt{1 + \Omega'^2_1*}} = 0{,}99;$$

$$\alpha'_{21} = \operatorname{arctg} \Omega'_1* = \operatorname{arctg} 7{,}79 = 1{,}443 \text{ rad}.$$

Expresiile normate ale curentului rotoric și vitezei unghiulare sînt:

$$i^*_{21} = \frac{2}{7{,}79} e^{-t^*} \cdot \sin(7{,}79\, t^*);$$

$$\omega^*_{21} = 1 - e^{-t^*} \cdot \frac{\sin(7{,}79\, t^* = 1{,}443)}{0{,}99}.$$

Curentul maxim I_M (prin circuitul rotoric, rotorul fiind blocat) este:

$$I_M = \frac{U}{R_A} = \frac{220}{0{,}026} = 8461 \text{ A};$$

viteza unghiulară de funcționare în gol ideală este:

$$\Omega_0 = \frac{U}{c} = \frac{220}{3{,}53} = 62{,}3 \text{ rad/s}.$$

Timpul relativ t^* este:

$$t^* = \frac{t}{2\tau_A} = \frac{t}{2 \cdot 0{,}231} = 2{,}17\, t.$$

Cu aceasta se obțin mărimile absolute funcție de timp:

$$i_{21}(t) = I_M i^*_{21} = 2172\, e^{-2{,}17t} \cdot \sin 16{,}9\, t, \text{ A};$$

$$\omega_{21}(t) = \Omega_0 \omega^*_{21} = 62{,}3 - 62{,}9\, e^{-2{,}17t} \cdot \sin(16{,}9\, t + 1{,}443), \text{ rad/s}.$$

Pentru determinarea curentului de vîrf relativ I^*_{21m}, se calculează inițial timpul relativ t^*_m la care are loc acesta; rezolvînd ecuația $di^*_{21}/dt^* = 0$ se obține:

$$t^*_m = \frac{\operatorname{arctg} \Omega'_1*}{\Omega'_1*} = \frac{\alpha'_{21}}{\Omega'_1*} = \frac{1{,}443}{7{,}79} = 0{,}185.$$

Arcul α'_{21} este cel mai redus, el conducînd la maximul cel mai mare al curentului. Se obține:

$$I^*_{21m} = i^*_{21}(t^*_m) = \frac{2e^{-t^*_m} \cdot \sin \alpha'_{21}}{\Omega'_1*} =$$

$$= \frac{2e^{-0{,}185} \cdot \sin 1{,}443}{7{,}79} = 0{,}216,$$

sau în valoare absolută:

$$I_{21m} = I_M I^*_{21m} = 8461 \cdot 0{,}216 = 1828 \text{ A},$$

deci circa $6{,}1\, I_{AN}$ (fig. 1).

a2) Pornirea directă în sarcină, cu cuplu static reactiv $M_s = M_N (F = 0)$.

Acest caz este descris de relaţiile (33_1), (33_2), modelul matematic fiind 23. Natura regimului de pornire rămîne nemodificată faţă de cazul *a1*), adică periodic amortizat (*c*).

Cuplul electromagnetic al motorului este:

$$M_N = cI_{AN} = 3{,}53 \cdot 300 = 1059 \text{ Nm};$$

curentul corespunzător cuplului static de sarcină va fi:

$$I_{23} = I_s = M_s/c = M_N/c = I_{AN} = 300 \text{ A}$$

şi deci:

$$I^*_s = \frac{I_s}{I_M} = \frac{300}{8461} = 0{,}036.$$

Din tabelul 3 se determină:

$$A_{23} = \frac{1 - 0{,}036}{0{,}036} = 26{,}78,$$

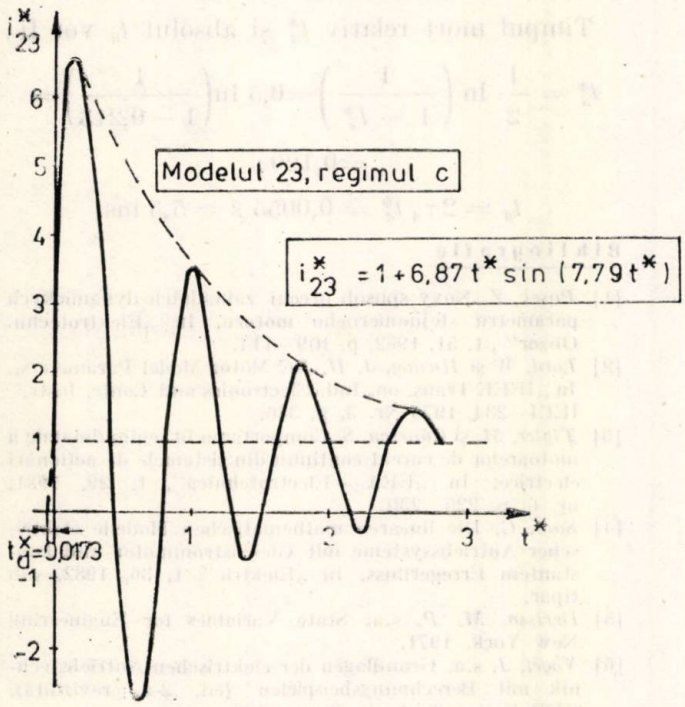


Fig. 3. Graficul curentului relativ la modelul *23* (regimul periodic amortizat *c*; cuplu static rezistent reactiv). Corespunde punctului a2 din exemplul de calcul.

cu care se obţine curentul relativ:

$$i^*_{23} = 1 + \frac{2 \cdot 26{,}78}{7{,}79} e^{-t^*} \cdot \sin(7{,}79\, t^*) =$$

$$= 1 + 6{,}87\, e^{-t^*} \cdot \sin(7{,}79\, t^*), \text{ (fig. 3)}.$$

Viteza unghiulară relativă ω^*_{23} coincide ca expresie cu ω^*_{21}, diferind în aceste două regimuri doar vitezele unghiulare de regim permanent sau staţionar. Se obţine:

$$\omega_{23} = \Omega_s = \Omega_0 - R_A I_s/c = 62{,}3 - \frac{0{,}026 \cdot 300}{3{,}53} =$$

$$= 60{,}1 \text{ rad/s}.$$

Trebuie ca $\Omega_{23} = \Omega_s = \Omega_N = \frac{\pi}{30} n_N = \frac{3{,}14}{30} \cdot 575 =$ $= 60{,}2$ rad/s, deci concordanţă foarte bună. Se obţine, în mărimi absolute,

$$\omega_{23} = \Omega_{23}\omega^*_{23} = \Omega_{23}\omega^*_{21} = 60{,}2 -$$

$$-60{,}8\, e^{-2{,}17t} \cdot \sin(16{,}9\, t + 1{,}44), \text{ rad/s};$$

$$i_{23} = I_{23} i^*_{23} = 300 + 2061\, e^{-2{,}17\, t} \cdot \sin(16{,}9\, t), \text{ A}.$$

Timpul mort (relaţia (18)), necesar reprezentării grafice, va fi:

$$t_d = \tau_A \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_s} = 0{,}231 \ln \frac{62{,}3}{60{,}2} = 0{,}008 \text{ s} = 8 \text{ ms};$$

$$t^*_d = \frac{t_d}{2\tau_A} = 0{,}017.$$

b) Pornirea cu rezistenţă totală rotorică $R_A = 10 R_A$, *cuplul static reactiv* $M_s = 0{,}6\, M_N$, *factor de inerţie* $FI = 1{,}6$, *factor de frecare vîscoasă* $F = 8$ Nms/rad.

Se calculează succesiv:

$$R_{At} = 10\, R_A = 0{,}26 \text{ ohmi}; \quad \tau_A = \frac{0{,}006}{0{,}26} = 0{,}0231 \text{ s};$$

$$\tau_M = FI \cdot \frac{J_m R_{At}}{c^2} = 1{,}6 \cdot \frac{6{,}25 \cdot 0{,}26}{3{,}53^2} = 0{,}209 \text{ s};$$

$$\tau_D = \frac{J}{F} = FI \cdot \frac{J_m}{F} = 1{,}6 \frac{6{,}25}{8} = 1{,}25 \text{ s};$$

$$\delta = \frac{\tau_A}{\tau_M} = 0{,}111; \quad \gamma = \frac{\tau_A}{\tau_D} = 0{,}019;$$

$$\rho = \frac{\tau_M}{\tau_D} = 0{,}167.$$

Avînd :

$$\frac{(1-\gamma)^2}{4} = \frac{(1-0{,}019)^2}{4} = 0{,}24 > 0{,}111 = \delta,$$

pornirea se face în regim aperiodic (a), modelul *24* (relaţiile (27_3), (27_4)).

Curentul rotoric şi viteza unghiulară de regim staţionar sînt :

$$I_{24} = \frac{\rho + I_s^*}{1+\rho} \cdot I_M ; \quad \Omega_{24} = \frac{\Omega_0(1 - I_s^*)}{1+\rho}.$$

Dar :

$$I_M = \frac{U}{R_{At}} = \frac{220}{0{,}26} = 842{,}2 \text{ A};$$

$$I_s^* = \frac{I_s}{I_M} = \frac{0{,}6\, M_N}{c I_M} = 0{,}213,$$

cu care :

$$I_{24} = \frac{0{,}167 + 0{,}213}{1 + 0{,}167} \cdot 846{,}2 = 275{,}5 \text{ A};$$

$$\Omega_{24} = \frac{62{,}5(1 - 0{,}213)}{1 + 0{,}167} = 42{,}15 \text{ rad/s} \cdot$$

În regim staţionar motorul va fi încărcat la 92% din curetul nominal. Din tabelul 3 :

$$A_{24} = \rho \frac{1 - I_s^*}{\rho + I_s^*} = 0{,}167 \cdot \frac{1 - 0{,}213}{0{,}167 + 0{,}213} = 0{,}346;$$

$$a = 1 + \gamma = 1 + 0{,}019 = 1{,}019;$$

$$\Omega_2^* = \sqrt{(1-\gamma)^2 - 4\delta} = \sqrt{(1-0{,}019)^2 - 4 \cdot 0{,}111} = 0{,}720;$$

$$\text{th}\, \sigma_{24} = \frac{\rho \Omega_2^*}{a\rho + 2} = \frac{0{,}167 \cdot 0{,}72}{1{,}019 \cdot 0{,}167 + 2} = 0{,}0554;$$

$$\text{sh}\, \sigma_{24} = 0{,}0555; \quad \sigma_{24} = \text{argth}\, 0{,}0555 = 0{,}0555;$$

$$\text{th}\, \alpha_{22} = \frac{\Omega_2^*}{a} = \frac{0{,}72}{1{,}019} = 0{,}707; \quad \text{sh}\, \alpha_{22} = 1;$$

$$\alpha_{22} = 0{,}881.$$

Curentul rotoric relativ va fi :

$$i_{24}^* = 1 + A_{24}\, e^{-at^*} \cdot \frac{\text{sh}(\Omega_2^* t^* - \sigma_{24})}{\text{sh}\, \sigma_{24}} =$$

$$= 1 + 6{,}234\, e^{-1{,}019\, t^*} \cdot \text{sh}\,(0{,}72\, t^* - 0{,}0555),$$

iar viteza unghiulară relativă :

$$\omega_{24}^* = 1 - e^{-at^*} \cdot \frac{\text{sh}(\Omega_2^* t^* + \alpha_{22})}{\text{sh}\, \alpha_{22}} =$$

$$= 1 - e^{-1{,}019\, t^*} \cdot \text{sh}(0{,}72\, t^* + 0{,}881),$$

(fig. 4). În mărimi absolute :

$$i_{24} = I_{24}\, i_{24}^* = 275{,}5\, i_{24}^* =$$

$$= 275{,}5 + 1718\, e^{-22{,}06\, t} \cdot \text{sh}(15{,}59\, t - 0{,}0555), \text{ A};$$

$$\omega_{24} = \Omega_{24} \omega_{24}^* = 42{,}15\, \omega_{24}^* =$$

$$= 42{,}15 - 42{,}15\, e^{-22{,}06\, t} \cdot \text{sh}\,(15{,}59\, t + 0{,}881), \text{ rad/s}.$$

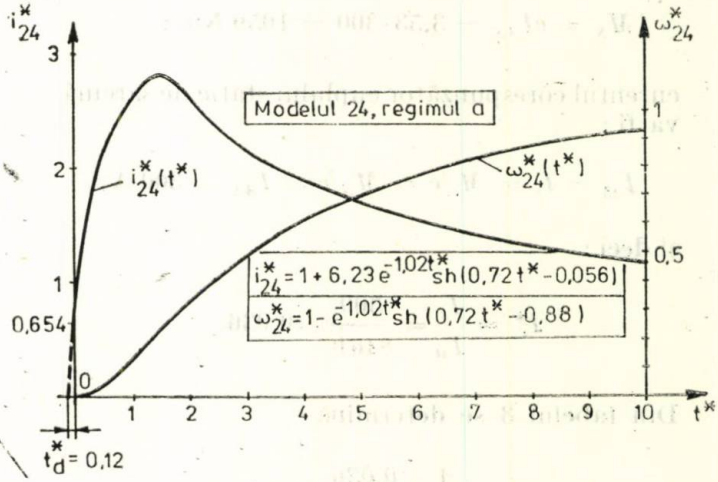


Fig. 4. Graficele curentului şi vitezei unghiulare relative la modelul *24* (regimul aperiodic a ; cuplul static rezistent reactiv). Corespund punctului b din exemplul de calcul.

Timpul mort relativ t_d^* şi absolut t_d vor fi :

$$t_d^* = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1}{1 - I_s^*}\right) = 0{,}5 \ln\left(\frac{1}{1 - 0{,}213}\right) =$$

$$= 0{,}120;$$

$$t_d = 2\tau_A\, t_d^* = 0{,}0055 \text{ s} = 5{,}5 \text{ ms}.$$

Bibliografie

[1] *Pasek, Z.* Novy spusob urceni zakladnich dynamickych parametru stejnomerneho motoru. In „Elektrotechn. Obzor", t. 51, 1962, p. 109–114.

[2] *Lord, W* şi *Hwang, J. H. DC* Motor Model Parameters,. In „IEEE Trans. on. Ind. Electronics and Contr. Instr." IECI–234, 1976 Nr. 3, p. 346.

[3] *Ţigler, M.* şi *Cănescu, S.* Comportarea în regim dinamic a motoarelor de curent continuu din sistemele de acţionări electrice. In „EEA – Electrotehnica", t. 29, 1981, nr. 6, p. 225–230.

[4] *Saal, C.* Die linearen mathematischen Modelle elektrischer Antriebssysteme mit Gleichstrommotor und konstantem Erregerfluss. In „Elektrie", t. 36, 1982, sub tipar.

[5] *Derisso, M. P.* ş.a. State Variables for Engineering New York, 1971.

[6] *Vogel, J.* ş.a. Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen (ed. 2-a, revizuită). VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.

[7] *Saal, C.* Acţionări electromecanice. Comportarea motoarelor uzuale. Alegerea motoarelor. Institutul politehnic Braşov, 1970.

CZ 621 316 54 :621 316 923 2

ÎNTRERUPTOR DE CURENT ALTERNATIV
SIGURANȚE FUZIBILE ULTRARAPIDE

Un model nou de întreruptor ultrarapid de curent alternativ

DAN PAVELESCU* — București

Necesitățile energetice tot mai mari datorate dezvoltării economico-industriale, impun o creștere continuă a puterilor instalate în rețelele electrice. Faptul conduce la o mărire continuă a curenților de scurtcircuit care apar în regim de avarie. Dat fiind că structura actuală a rețelelor nu permite eliminarea completă a scurtcircuitelor, este necesar ca efectele acestora, manifestate sub forma solicitărilor termice și electrodinamice, să fie pe cît posibil diminuate. În acest sens s-au dezvoltat diverse tehnici de limitare a curentului de scurtcircuit în amplitudine și durată. Aceste tehnici, apărute inițial în joasă tensiune, se referă la utilizarea siguranțelor fuzibile și a întreruptoarelor ultrarapide și limitatoare de curent.

Necesitatea de a reduce drastic curenții de scurtcircuit și deci de a economisi aparatajul greu de comutație cu putere de rupere ridicată, au impus ca actualmente tehnica limitării să pătrundă și în instalațiile de medie și înaltă tensiune. În acest sens s-au elaborat diverse scheme care, pe baza unei comutații rapide reduc de cîteva ori amplitudinea curentului de scurtcircuit prezumat [1 ; 2].

În prezent aparatele de comutație ultrarapide și limitatoare de curent continuu și alternativ, de joasă tensiune, au o tot mai largă răspîndire datorită avantajelor importante care le oferă relativ la protecția unor receptori sensibili la curenții de scurtcircuit, precum și la asigurarea unei bune stabilități în funcționare a rețelelor de distribuție, [3, 4].

Aparatele limitatoare au o funcționare specifică la scurtcircuit, în sensul că modifică sensibil unda de curent în amplitudine și durată. Aceasta face ca ele să se comporte asemănător cu o siguranță fuzibilă limitatoare de curent, cu deosebirea că, efectul de limitare se obține la siguranță prin fuziunea unuia s-au mai multor elemente care fac să apară un arc electric de comutație, a cărui tensiune are o evoluție specifică în timp. La întreruptorul limitator, apariția arcului electric de comutație și a tensiunii sale cu efect limitator asupra curentului de curtcircuit, se face în principal prin :

— deschiderea contactelor după un timp foarte scurt de la apariția scurtcircuitului ;

— deplasarea rapidă a contactelor pentru a se produce o alungire rapidă a coloanei arcului electric ;

— introducerea rapidă a coloanei arcului electric în camera de stingere, pentru a produce o creștere a tensiunii de ardere a acestuia.

În [4] se prezintă în detaliu procesele care duc la efectul de limitare a curentului în amplitudine și durată. Acest proces poate fi definit, pentru un curent de scurtcircuit prezumat, prin valoarea de vîrf a curentului limitat, i_l, precum și prin integrala Joule aferentă $I_J = \int_0^{t_d} i^2 \, dt$, în care i este curentul de scurtcircuit, iar t_d durata arcului electric de deconectare. În [4] se definește ca „timp de răspuns" al aparatului, t_a, timpul scurs între momentul apariției scurtcircuitului și cel al deschiderii contactelor, respectiv al apariției arcului electric.

În lucrările [4, 8] se arată că un întreruptor este cu atît mai eficient, cu cît realizează, la un anume curent de scurtcircuit prezumat :

— timpul de răspuns t_a, cît mai redus, adică o deschidere timpurie a contactelor ;

— viteza de deplasare a pieselor de contact cît mai mare, pentru o bună alungire a coloanei arcului electric și introducerea acestuia în camera de stingere.

Pentru a realiza aceste deziderate, întreruptoarele ultrarapide și limitatoare de construcție actuală sînt echipate cu declanșatoare rapide care intervin numai în regim de scurtcircuit, făcînd o deschidere rapidă a contactelor.

Cele mai moderne aparate de acest tip din generația actuală, sînt echipate cu declanșatoare ultrarapide cu efect Thomson, care dau timpi de răspuns de ordinul zecimilor de ms și viteze de deplasare a contactelor de zeci de ms^{-1}.

Un astfel de declanșator [6], prezentat în figura 1, este compus dintr-un disc conductor, aflat în apropierea unei bobine plate, care este parcursă de un impuls de curent foarte intens, obținut prin descărcarea unei baterii de condensatoare C. Prin aceasta între cele două elemente apare o forță de repulsie foarte puternică, de ordinul a zecilor de kN, datorită transformării unei părți din energia electrică înmagazinată în capacitate, în energie mecanică. În acest sens se definește randamentul de transfer : $\eta_t = \frac{W_m}{W_e}$ în care W_m este energia mecanică, iar W_e energia electrică stocată în capacitate. În

* Catedra de măsuri și aparate electrice din Institutul politehnic — București.

[5] se arată căile de adoptare și optimizare ale unui declanșator ultrarapid la un aparat cu o anumită cinematică, pe baza considerentelor

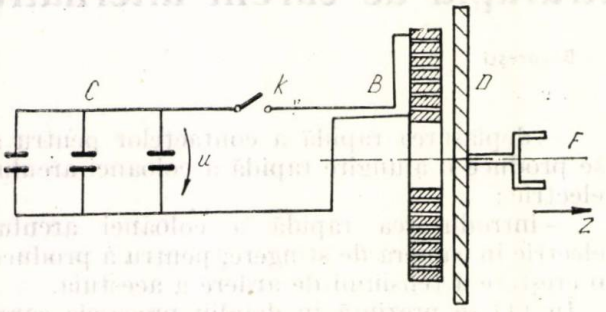


Fig. 1. Schema de principiu a declanșatorului ultrarapid tip Thomson.

enumerate mai sus. Prin utilizarea calculatorului numeric se poate ajunge la o soluție optimă care poate determina o creștere sensibilă a performanțelor aparatului.

Pentru a mări efectul de limitare a curentului de scurtcircuit, aparatele de comutație cu curent nominal pînă la 100A, folosesc două locuri de rupere pe fază. Aceasta se realizează prin utilizarea a două piese de contact mobil, fixate pe o punte a cărei lungime este dictată de dimensiunile camerelor de stingere. Secțiunea punții este aceeași cu a căii de curent, pentru a permite o funcționare corectă în regim nominal.

Declanșatorul ultrarapid acționează asupra punții contactelor mobile, provocînd deschiderea simultană a acestora. O astfel de construcție realizează un randament de transfer scăzut și nu este folosită la curenți nominali de valoare mare, datorită creșterii masei totale a elementelor în mișcare. Se preferă un singur loc de rupere pe fază, contactele mobile avînd o mișcare de rotație.

Prototipul realizat elimină dezavantajele de mai sus, prin folosirea unei scheme cinematice originale, conform căreia aparatul are două locuri de rupere pe fază, în regim de scurtcircuit, contactele mobile avînd la deconectare o mișcare de rotație în același plan și în sensuri opuse, sub acțiunea unui declanșator ultrarapid cu dublu efect.

Descrierea aparatului

Aparatul proiectat și realizat în cadrul Catedrei de măsuri și aparate electrice din IPB, denumit USOL-250-UL, este un aparat ultrarapid și limitator, echipat cu declanșator ultrarapid cu efect Thomson.

Prototipul, ale cărui scheme electrică și cinematică sînt prezentate în figurile 2 și 3, este compus din două întreruptoare USOL--250-LF, de curent nominal 250A tip Electroaparataj București, care au căile de curent înseriate. Prin aceasta se asigură două locuri de rupere în serie, deci o mai bună eficiență a procesului de deconectare. Declanșatorul ultrarapid, compus din bobina L_0 și discul D, este plasat între cele două sisteme de contacte, avînd ambele elemente deplasabile. Aceasta înseamnă că atît bobina L, cît și discul D, sînt mobile, iar în caz de scurtcircuit, ele acționează simultan asupra contactelor aparatului, provocînd o deschidere rapidă a acestora. Pentru aceasta, s-a realizat constructiv o egalitate perfectă între masele bobinei și discului, de asemenea, legătura electrică între capacitatea C_1 și L se face printr-un racord coaxial flexibil, care permite mișcarea liberă atît a bobinei, cît și a discului. Astfel, se asigură o bună simultaneitate în acționare, precum și o creștere a randamentului de transfer ηt.

Conform figurii 2, curentul prin L, se obține prin comanda tiristorului T_1, care inițiază descărcarea. Pentru a avea o descărcare în regim aperiodic, care este cazul cel mai favorabil [6], s-a plasat dioda D_1, care dă o descărcare în semiundă. De asemenea, acest lucru împiedică încărcarea inversă a lui C_1, compusă din condensatoare electrolitice.

Bateria C_1 se încarcă de la rețea prin puntea Graetz G_1 și rezistența R_1. Grupul R_3C_2 asigură protecția contra supratensiunilor de comutație. Pentru o corectă funcționare a aparatului în regim de scurtcircuit, la bornele lui C_1 s-a plasat un releu intermediar RI 8, care prin rezistența R_2, acționează numai cînd C_1 este încărcată, adică aparatul poate deconecta pe scurtcircuit. Releul RI 8, prin contactul său ND, excită declanșatorul de tensiune minimă DT_m, cu care este echipat aparatul, fapt ce se realizează atît timp cît bateria C_1 nu este încărcată, iar aparatul să nu poată fi închis.

Pentru sesizarea apariției scurtcircuitelor, prototipul realizat este echipat cu un releu electronic de comandă, sensibil la panta curentului de scurtcircuit: $\frac{di_{sc}}{dt}$, ceea ce face ca releul să poată da o comandă foarte rapidă, fără a aștepta să se producă o creștere a curentului pînă la o anumită valoare. Releul este de construcție trifazată, comanda declanșării fiind dată de faza care are panta $\frac{di_{sc}}{dt}$ cea mai mare. Prin aceasta se evită eventualele întîrzieri determinate de gradul de asimetrie al curenților pe cele trei faze.

Releul se compune din bobinele reactoare L_1, L_2, L_3, plasate pe cele trei faze ale aparatului, care excită prin potențiometrele R_7, R_8, R_9 punțile Graetz G_2, G_3, G_4. Acestea comandă tiristoarele de amorsare T_2. Pentru a limita semnalul de poartă, s-a plasat dioda Zener DZ.

Se știe că în cazul unui curent sinusoidal panta maximă este:

$$\left.\frac{di_{sc}}{dt}\right|_{max} = \omega \hat{I}_{sc}, \quad \text{A/s.} \qquad (1)$$

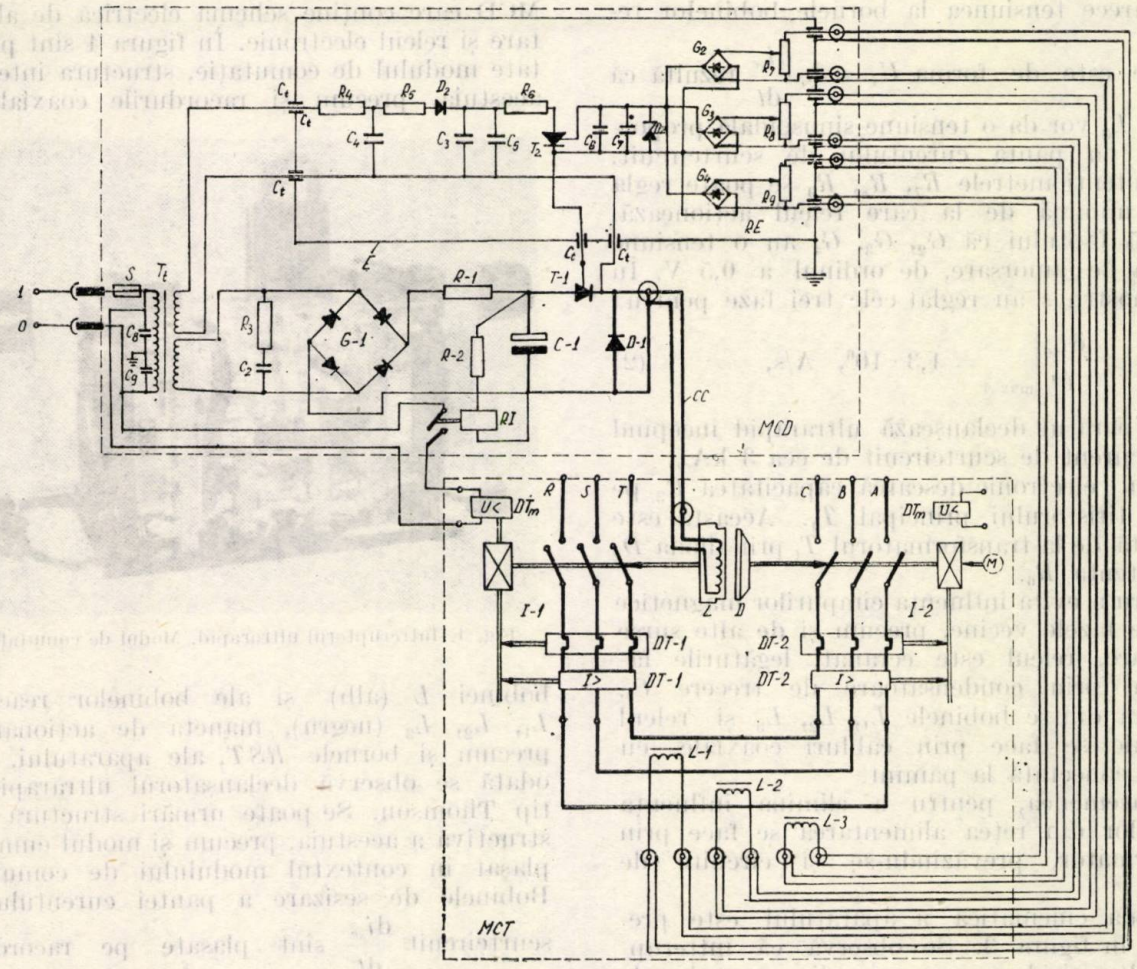


Fig. 2. Schema electrică a întreruptorului ultrarapid.

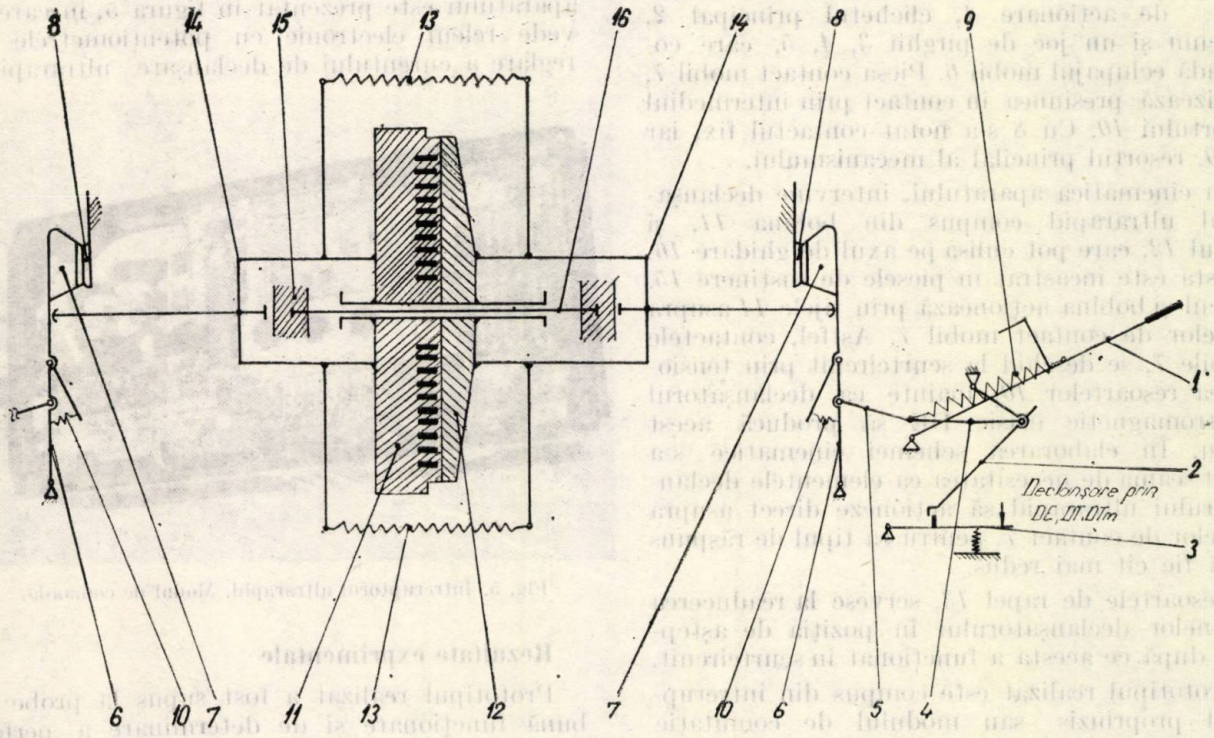


Fig. 3. Schema cinematică a întreruptorului ultrarapid.

Deoarece tensiunea la bornele bobinelor reactoare este de forma $U_i = L_i \frac{di_{sc}}{dt}$ rezultă că L_1, L_2, L_3 vor da o tensiune sinusoidală proporțională cu panta curentului de scurtcircuit. Prin potențiometrele R_7, R_8, R_9 se poate regla panta minimă de la care releul acționează, datorită faptului că G_2, G_3, G_4 au o tensiune minimă de amorsare, de ordinul a 0,5 V. În cazul nostru s-au reglat cele trei faze pentru:

$$\left.\frac{di_{sc}}{dt}\right|_{\max A} = 1{,}3 \cdot 10^6, \text{ A/s}, \qquad (2)$$

adică aparatul declanșează ultrarapid începînd cu un curent de scurtcircuit de cca 3 kA_{ef}.

Releul electronic descarcă capacitatea C_3 pe poarta tiristorului principal T_1. Aceasta este încărcată de la transformatorul T_t prin dioda D_2 și rezistența R_6.

Pentru a evita influența cîmpurilor magnetice date de fazele vecine, precum și de alte surse exterioare, releul este ecranat, legăturile făcîndu-se prin condensatoare de trecere C_t. Legătura dintre bobinele L_1, L_2, L_3 și releul electronic se face prin cabluri coaxiale, cu cămașa conectată la pămînt.

De asemenea, pentru a elimina influența paraziților din rețea alimentarea se face prin transformator, prevăzîndu-se și circuite de filtrare.

Schema cinematică a aparatului este prezentată în figura 3. Se observă că întreruptorul ultrarapid se compune din mecanismele a două aparate USOL-250 LF, care au manetele de acționare *1*, clichetul principal *2*, precum și un joc de pîrghii *3*, *4*, *5*, care comandă echipajul mobil *6*. Piesa contact mobil *7*, realizează presiunea în contact prin intermediul resortului *10*. Cu *8* s-a notat contactul fix, iar cu *9*, resortul princilal al mecanismului.

În cinematica aparatului, intervine declanșatorul ultrarapid compus din bobina *11*, și discul *12*, care pot culisa pe axul de ghidare *16*. Acesta este încastrat în piesele de susținere *15*. Discul și bobina acționează prin tijele *14* asupra pieselor de contact mobil *7*. Astfel, contactele mobile *7*, se deschid la scurtcircuit prin tensionarea resoartelor *10*, înainte ca declanșatorul electromagnetic clasic DE să producă acest lucru. În elaborarea schemei cinematice s-a ținut seama de necesitatea ca elementele declanșatorului ultrarapid să acționeze direct asupra pieselor de contact *7*, pentru ca tipul de răspuns t_a să fie cît mai redus.

Resoartele de rapel *13*, servesc la readucerea organelor declanșatorului în poziția de așteptare după ce acesta a funcționat în scurtcircuit.

Prototipul realizat este compus din întreruptorul propriuzis sau modulul de comutație MCT, plus o cutie de comandă și alimentare, MCD care conține schema electrică de alimentare și releul electronic. În figura 4 sînt prezentate modulul de comutație, structura internă a acestuia, precum și racordurile coaxiale ale

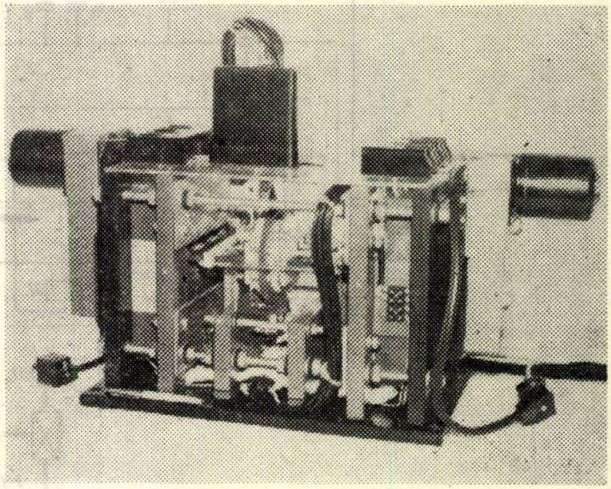


Fig. 4. Întreruptorul ultrarapid. Modul de comutație.

bobinei L (alb) și ale bobinelor reactoare L_1, L_2, L_3 (negru), maneta de acționare *1*, precum și bornele RST, ale aparatului. Totodată se observă declanșatorul ultrarapid de tip Thomson. Se poate urmări structura constructivă a acestuia, precum și modul cum este plasat în contextul modulului de comutație. Bobinele de sesizare a pantei curentului de scurtcircuit $\frac{di_{sc}}{dt}$ sînt plasate pe racordurile flexibile inferioare. Modulul de comandă al aparatului este prezentat în figura 5, în care se vede releul electronic cu potențiometrele de reglare a curentului de declanșare ultrarapidă.

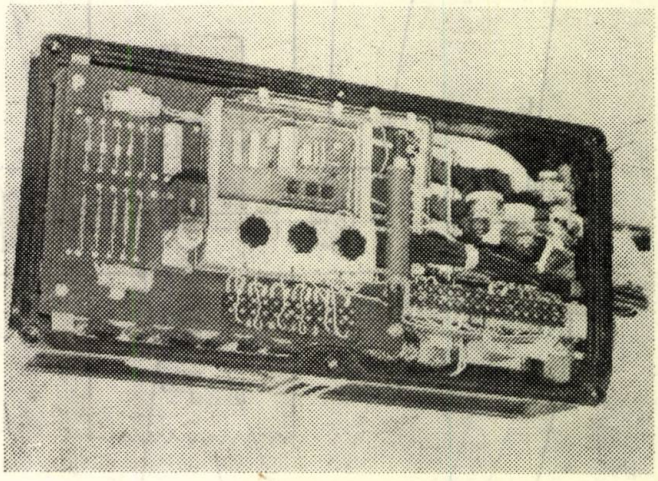


Fig. 5. Întreruptorul ultrarapid. Modul de comandă.

Rezultate exprimentale

Prototipul realizat a fost supus la probe de bună funcționare și de determinare a performanțelor acestuia.

În acest sens, după verificarea execuției din punct de vedere mecanic și al schemei electrice, aparatul a fost supus la circa 50 manevre la curentul $I_t = 300$ A, observîndu-se funcționarea corectă a acestuia. Apoi, aparatul a fost încercat în regim de scurtcircuit prin parcurgerea căilor de curent, de un curent intens dat de un transformator coborîtor.

Prin potențiometrele R_7, R_8, R_9 s-a reglat $\left.\frac{di_{sc}}{dt}\right|_{\max A} = 2{,}2$ A/μs. După aceea s-au efectuat circa 10 deconectări la curenți de circa 5 kA_{ef}, pentru a se verifica buna funcționare în regim de scurtcircuit.

S-a efectuat un studiu cinematic al aparatului, pentru care s-a utilizat un accelerometru piezoelectric tip Bruel și Kjaer 4332, cu masa proprie de 30 g, sensibilitatea în tensiune 58,7 mV/g, accelerația maximă admisibilă 6 000 g. Acesta lucrează cu un preamplificator de tip 2 625, utilizat ca atenuator și adaptor de impedanță. Accelerometrul a fost plasat pe organul mobil al declanșatorului electrodinamic. S-a măsurat astfel accelerația în mișcare a acestuia în regim de scurtcircuit.

Dat fiind că declanșatorul electromagnetic *DE*, are un timp propriu de acționare ce variază funcție de natura scurtcircuitului monofazat sau trifazat (timpul de acționare crește la scurtcircuit monofazat) s-a verificat dacă nu se produce reînchiderea contactelor mobile în urma unei declanșări ultrarapide. Pentru aceasta, s-a măsurat timpul de declanșare la scurtcircuit monofazat precum și timpul de întoarcere a contactelor mobile. Pe baza acestora s-a trasat diagrama mișcării contactelor mobile $S = f(t)$ unde S este distanța dintre pastilele de contact, prezentată în figura 6. Ramura *a* preprezintă mișcarea contactului mobil în absența declanșării prin declanșatorul electromagnetic *DE*; ramura *b* — funcționarea

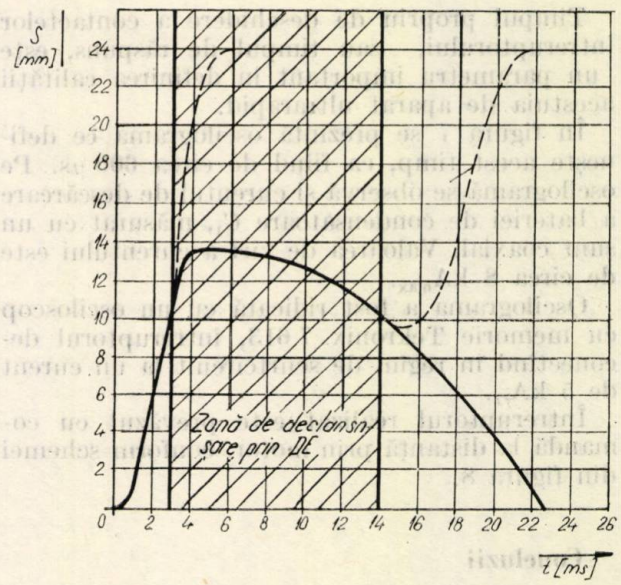


Fig. 6. Diagrama $S = f(t)$ de funcționare la scurtcircuit.

la scurticircuit trifazat, iar *c* la scurtcircuit monofazat. Se observă că aparatul funcționează corect în ambele cazuri, neproducîndu-se reînchiderea contactelor.

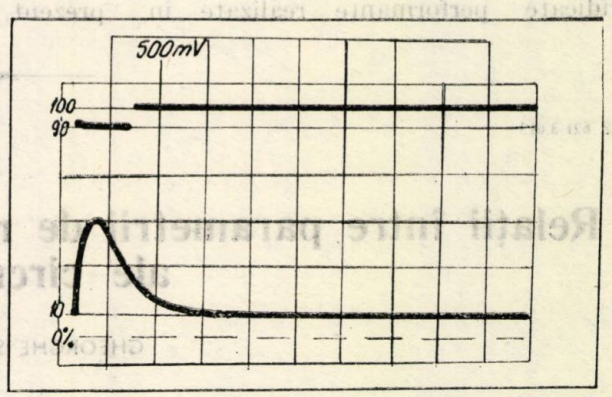


Fig. 7. Oscilograma timpului de răspuns al întreruptorului.

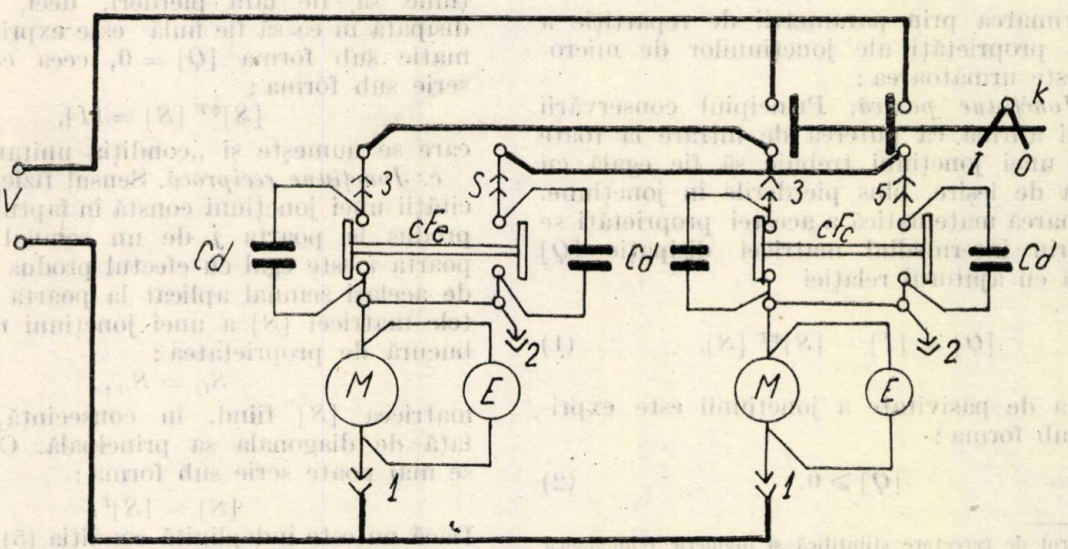


Fig. 8. Schema de comandă la distanță a întreruptorului ultrarapid.

Timpul propriu de deschidere a contactelor întreruptorului, sau timpul de răspuns, este un parametru important în definirea calității acestuia de aparat ultrarapid.

În figura 7 se prezintă oscilograma ce definește acest timp, ca fiind de circa 600 μs. Pe oscilogramă se observă și curentul de descărcare a bateriei de condensatoare C_1, măsurat cu un șunt coaxial. Valoarea de vîrf a curentului este de circa 8 kA_{max}.

Oscilograma a fost ridicată cu un osciloscop cu memorie Tekronix 7 613, întreruptorul deconectînd în regim de scurtcircuit la un curent de 5 kA_{ef}.

Întreruptorul realizat este prevăzut cu comandă la distanță prin motor, conform schemei din figura 8.

Concluzii

Prototipul de întreruptor de putere ultrarapid realizat reprezintă o soluție modernă și economică, fiind un aparat de concepție originală, cu largi posibilități de utilizare în practică. Timpul de răspuns foarte redus al acestuia, îl clasează printre aparatele cu cele mai ridicate performanțe realizate în prezent. Utilizarea acestuia elimină importul de siguranțe ultrarapide sau fabricarea lor, care implică un consum important de metale prețioase, cum este de exemplu argintul.

Bibliografie

[1] *Barkan, P.* Reliability implications in the design of fault curent limiters. In : IEEE Transactions **PAS-99** Nr. 5, 1980, p. 1724–1741.

[2] *Tahiliani, V. H., Porter, J. W.* Fault current limiters : an overview of EPRI research. In : IEEE Transactions **PAS-99** Nr. 5, 1980, p. 1964–1970.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

[4] *Pavelescu, D.* Limitarea curentului de scurtcircuit în aparatele de joasă tensiune, limitatoare. In : E.E.A. — Electrotehnica **22** 9/10, 1974, p. 291–299.

[5] *Pavelescu, D.* Soluție optimizată pentru declanșator ultrarapid cu repulsie electrodinamică. In : E.E.A. — Electrotehnica, **25**, 3, 1977, p. 121–129.

[6] *Pavelescu, D., Ghețea, E.* Dispozitiv ultrarapid cu repulsie electrodinamică. In : E.E.A. — Electrotehnica **24**, nr. 8, 1976.

[7] *Pavelescu, D., Ionescu, Fl., Ciocoiu, N.* Dispozitiv de înregistrare a tensiunii arcului electric. In : E.E.A. — Electrotehnica **23** nr. 1, 1975, p. 9–14.

[8] *Pavelescu, D.* Contribuția asupra procesului de limitare a curentului în aparatele de comutație de înaltă și joasă tensiune. Teză de doctorat 1977.

CZ 621.3.013

PARAMETRI DE REPARTIȚIE
CIRCULATOR

Relații între parametrii de repartiție și proprietățile fizic ale circulatoarelor

GHEORGHE SAJIN* — București

Introducere

Exprimarea prin parametrii de repartiție a cîtorva proprietăți ale joncțiunilor de microunde este următoarea :

a. Joncțiune pasivă. Principiul conservării energiei afirmă că puterea de intrare la toate porțile unei joncțiuni trebuie să fie egală cu puterea de ieșire, plus pierderile în joncțiune. Exprimarea matematică a acestei proprietăți se face prin intermediul matricei disipație $[Q]$ definită cu ajutorul relației

$$[Q] = [I] - [S]^{*T}\,[S]. \qquad (1)$$

Condiția de pasivitate a joncțiunii este exprimată sub forma :

$$[Q] \geqslant 0. \qquad (2)$$

b. Joncțiune fără pierderi. Condiția ca o joncțiune să fie fără pierderi, deci, ca puterea disipată în ea să fie nulă este exprimată matematic sub forma $[Q] = 0$, ceea ce se poate scrie sub forma :

$$[S]^{*T}\,[S] = [I], \qquad (3)$$

care se numește și „condiția unitară".

c. Joncțiune reciprocă. Sensul fizic al reciprocității unei joncțiuni constă în faptul că efectul produs la poarta j de un semnal aplicat la poarta i este egal cu efectul produs la poarta i de același semnal aplicat la poarta j. Elementele matricei $[S]$ a unei joncțiuni reciproce se bucură de proprietatea :

$$S_{ij} = S_{ji}, \qquad (4)$$

matricea $[S]$ fiind, în consecință, simetrică față de diagonala sa principală. Condiția (4) se mai poate scrie sub forma :

$$[S] = [S]^{T}. \qquad (5)$$

Dacă nu este îndeplinită condiția (5) joncțiunea este nereciprocă.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — CCSITS — București.

d. Joncțiune adaptată. În acest caz coeficienții de reflexie de pe diagonala principală a matricii $[S]$ se anulează, cu condiția ca celelalte porți să fie adaptate:

$$S_{ii} = 0 \tag{6}$$

un circulator, este ca matricea $[Q]$ definită prin relația (1) să fie pozitiv semidefinită. Utilizînd pentru matricea $[S]$ a circulatorului expresia (8) și aplicînd relația (1) rezultă pentru matricea $[Q]$ forma:

$$[Q]=\begin{bmatrix} 1-S_1^*S_1-S_2^*S_2-S_3^*S_3 & -S_1^*S_3-S_2^*S_1-S_3^*S_2 & -S_1S_3^*-S_2S_1^*-S_3S_2^* \\ -S_3^*S_1-S_1^*S_2-S_2^*S_3 & 1-S_1^*S_1-S_2^*S_2-S_3^*S_3 & -S_3S_1^*-S_1S_2^*-S_2S_3^* \\ -S_1^*S_3-S_2^*S_1-S_3^*S_2 & -S_3^*S_1-S_1^*S_2-S_2^*S_3 & 1-S_1^*S_1-S_2^*S_2-S_3^*S_3 \end{bmatrix}. \tag{11}$$

Matricea de repartiție pentru un circulator „ideal" cu sensul de circulare a puterii între porți 1–2–3–1 este:

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{7}$$

În caz real pierderile în joncțiune nu sînt nule, iar izolarea nu poate fi făcută infinită și, ca urmare, în forma sa cea mai generală matricea de repartiție a unui circulator „real" este:

$$[S]=\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_3 & S_1 & S_2 \\ S_2 & S_3 & S_1 \end{bmatrix}. \tag{8}$$

Pentru o circulare a puterii în sensul 1–2–3–1 se definesc parametrii izolare (I) între porțile 1–3 și pierderile de inserție (PI) între porțile 1–2 cu ajutorul relațiilor:

$$PI\,(\text{dB}) = -20 \cdot 1\text{g}\,|S_2|, \tag{9}$$

$$I(\text{dB}) = -20 \cdot 1\text{g}\,|S_3|. \tag{10}$$

De remarcat că pentru un circulator „ideal" în care $|S_2| = 1$ și $|S_3| = 0$ rezultă $PI = 0$ și $I = \infty$. În cazul circulatoarelor reale pierderile de inserție și izolarea au, de obicei, valori impuse de necesitățile unei anumite aplicații. În general, se admit ca date acceptabile pierderile de inserție sub 1 dB și izolare mai mare de 20dB ceea ce implică $S_2 \leqslant 0{,}89$ și $S_3 < 0{,}1$.

În cele ce urmează vor fi analizate relațiile dintre coeficienții matricei de repartiție și parametrii funcționali ai circulatorului: izolarea, pierderile de inserție și adaptarea la porți.

1. Relația dintre parametrii de repartiție și pierderile de inserție

După cum s-a arătat anterior, condiția de pasivitate pentru o joncțiune, inclusiv pentru

Parametrii de repartiție, fiind mărimi complexe, pot fi puși sub forma:

$$S_1 = |S_1|\,e^{ja};\quad S_2 = |S_2|\,e^{jb};\quad S_3 = |S_3|e^{jc}, \tag{12}$$

cu ajutorul cărora matricea $[Q]$ se scrie:

$$[Q]=\begin{bmatrix} A & B & C \\ C & A & B \\ B & C & A \end{bmatrix}, \tag{13a}$$

unde:

$$\begin{aligned} A &= 1 - S_1^2 - S_2^2 - S_3^2, \\ B &= -|S_1|\,|S_3|e^{j(c-a)} - |S_1|\,|S_2|e^{j(a-b)} - \\ &\quad - |S_2|\,|S_3|e^{j(b-c)}, \\ C &= -|S_1|\,|S_3|e^{j(c-a)} - |S_1|\,|S_2|e^{j(b-a)} - \\ &\quad - |S_2|\,|S_3|\,e^{j(c-b)}. \end{aligned} \tag{13}$$

Se convine să se noteze:

$$X = 1 - |S_1|^2 - |S_2|^2 - |S_3|^2, \tag{14}$$

$$Y = |S_1|\,|S_3|e^{j(c-a)} + |S_1|\,|S_2|\,e^{j(a-b)} + |S_2|\,|S_3|e^{j(b-c)}). \tag{15}$$

Condiția ca joncțiunea să fie pasivă este ca matricea $[Q]$ să fie pozitiv semidefinită, deci, valorile ei proprii să fie nenegative. Valorile proprii u ale matricei $[Q]$ se deduc prin rezolvarea ecuației:

$$\det([Q] - u.[I]) = 0, \tag{16}$$

detaliile de calcul fiind prezentate în anexa 1.

Valorile proprii ale matricei $[Q]$ cu utilizarea notațiilor (14) și (15) sînt:

$$\begin{aligned} u_1 &= X - Y - Y^*, \\ u_2 &= X - Y\cdot e^{j2\pi/3} - Y^*\cdot e^{-j2\pi/3}, \\ u_3 &= X - Y\cdot e^{-j2\pi/3} - Y^*\cdot e^{j2\pi/3}. \end{aligned} \tag{17}$$

Condiţiile de pasivitate a joncţiunii se scriu sub forma :

$$u_1 = X - 2 \cdot Re(Y) \geqslant 0,$$

$$u_2 = X - 2 \cdot Re(Y \cdot e^{j2\pi/3}) \geqslant 0, \qquad (18)$$

$$u_3 = X - 2 \cdot Re(Y \cdot e^{-j2\pi/3}) \geqslant 0,$$

reprezentarea grafică a relaţiilor (18) fiind dată în figura 1. Se remarcă faptul că, în cel mai

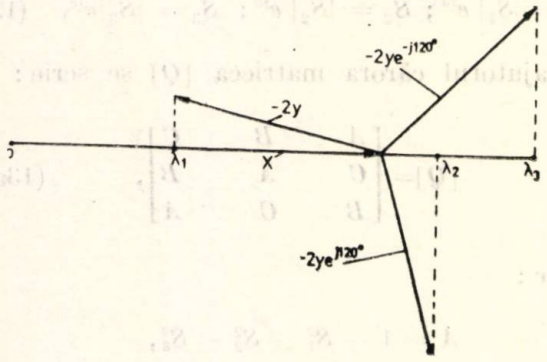


Fig. 1. Reprezentarea grafică a relaţiei (18). λ_1, λ_2 şi λ_3 reprezintă valorile proprii ale matricei $[Q]$.

defavorabil caz, trebuie să fie îndeplinită condiţia :

$$2|Y| \leqslant X, \qquad (19)$$

condiţie ce asigură pasivitatea joncţiunii. Explicitarea relaţiei (19) este de forma :

$$|S_1^* S_3 + S_2^* S_1 + S_3^* S_2| < 1 - |S_1|^2 - |S_2|^2 - |S_3|^2. \qquad (20)$$

În figura 2 a fost trasată familia de curbe reprezentate de relaţia (20), avînd ca parametru pierderile în circulator, exprimate sub forma :

$$PI(\text{dB}) = -20 \cdot \lg |S_2|, \qquad (21)$$

pentru sensul 1—2—3—1 de circulare a puterii. Mărimile parametrilor de repartiţie au fost considerate apropiate de mărimile ideale :

$$|S_1| \approx |S_3| \ll 1 \quad \text{şi} \quad |S_2| \lesssim 1. \qquad (22)$$

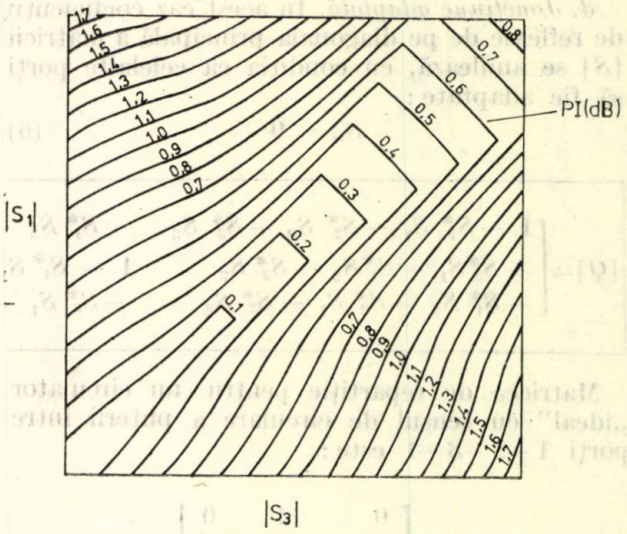


Fig. 2. Reprezentarea familiei de curbe date de relaţia (20) avînd pierderile de inserţie (PI) ca parametru.

Diagrama din figura 2 a fost limitată la valori mici ale pierderilor. De remarcat faptul că nu pot fi obţinute orice combinaţii ale pierderilor, izolării şi raportului de undă staţionară.

2. Relaţia dintre parametrii de repartiţie şi adaptarea circulatorului la porţi

Se consideră structura de circulator prezentată în figura 3. Fie a_n ($n = 1, 2, 3$) setul de unde electromagnetice de intrare în circulator, iar b_n-setul de unde de ieşire din circulator. În practică, singura undă incidentă independentă este a_1, undele incidente la porţile 2 şi 3 fiind rezultate doar din reflexiile undelor emergente b_2 şi b_3 la nivelul sarcinilor imperfecte adaptate, conectate la porţile respective.

Se notează coeficienţii de reflexie ai sarcinilor conectate la porţile 2 şi 3 cu R_2 şi respectiv R_3. În aceste condiţii se poate scrie :

$$a_2 = R_2 \cdot b_2, \qquad (23)$$

$$a_3 = R_3 \cdot b_3, \qquad (24)$$

cu care relaţia între undele electromagnetice incidente şi emergente rezultă sub forma :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_3 & S_1 & S_2 \\ S_2 & S_3 & S_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ R_2 \cdot b_2 \\ R_3 \cdot b_3 \end{bmatrix}, \qquad (25)$$

care, extinsă, se poate scrie :

$$b_1 = S_1 a_1 + S_2 R_2 b_2 + S_3 R_3 b_3,$$
$$b_2 = S_3 a_1 + S_1 R_2 b_2 + S_2 R_3 b_3, \qquad (26)$$
$$b_3 = S_2 a_1 + S_3 R_2 b_2 + S_1 R_3 b_3.$$

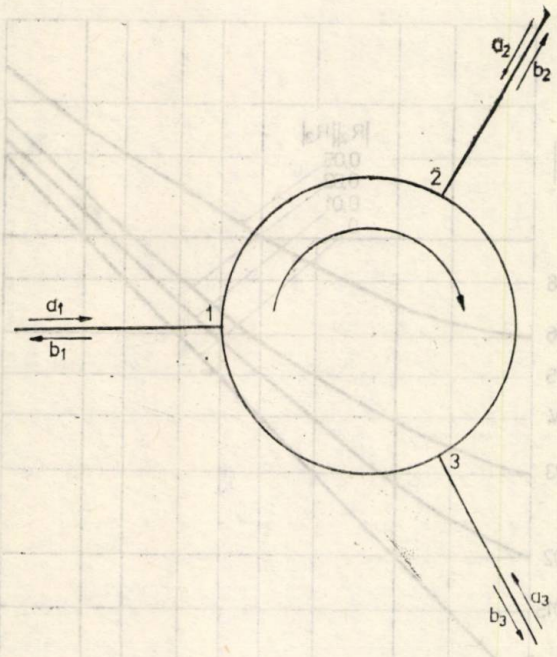


Fig. 3. Undele electromagnetice incidente și emergente la porțile circulatorului.

Sistemul (26) poate fi rezolvat pentru b_1, b_2, b_3 în raport cu a_1.
Rezultă :

$$\frac{b_1}{a_1} = S_1 + \frac{S_2 S_3 R_2 (1 - S_1 R_3) + (1 - S_1 R_2) R_3 + R_2 R_3 (S_2^3 + S_3^3)}{N}, \qquad (27)$$

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_2 (1 - S_1 R_3) + S_3^2 R_3}{N}, \qquad (28)$$

$$\frac{b_3}{a_1} = \frac{S_3 (1 - S_1 R_2) + S_2^2 R_2}{N}, \qquad (29)$$

$$N = 1 - S_1 R_3 - S_1 R_2 - S_2 S_3 R_2 R_3 + S_1^2 R_2 R_3. \qquad (30)$$

De notat că asupra lui R_2 și R_3 nu au fost impuse nici un fel de condiții, ele putînd lua orice valori între 0 și 1. Dacă sînt nuli coeficienții de reflexie, relațiile (27)...(30) se reduc la : $b_1/a_1 = S_1$, $b_2/a_1 = S_2$ și $b_3/a_1 = S_3$, relații valabile pentru circulatorul perfect adaptat la ieșiri.

Interesează, în continuare, comportarea reflexiei la intrare pentru diverse situații de neadaptare la porțile 2 și 3 ale circulatorului.

Dacă sînt mici coeficienții R_2 și R_3 pot fi făcute următoarele aproximări $|S_2| \lesssim 1$ și $|S_1|$, $|S_3|$, R_2, R_3 de același ordin de mărime, toți mult mai mici decît unitatea. În aceste condiții relația (27) se poate rescrie, prin neglijarea infinițiilor mici de ordin superior, sub forma :

$$0 < |b_1/a_1| = S_1 + S_2 S_3 R_2 + S_2 S_3 R_3 + S_2^3 R_2 R_3. \qquad (31)$$

Familia de curbe descrisă de relația (31) este prezentată în figura 4, pentru $R_2 = R_3$ ca parametri. Se remarcă faptul că neadaptările mici ale sarcinilor au un efect limitat asupra reflexiei la intrarea unui circulator. Deci, pot fi utilizate în măsurători de raport de undă staționară terminații de precizie relativ scăzută, valorile măsurate în aceste cazuri deferind puțin de valorile reale.

În cazul unei reflexii totale la poarta 2 (gol sau scurtcircuit) se poate scrie $R_2 = 1$, ceilalți parametri avînd aceleași valori și ordine de mărime ca și în cazul precedent. În această situație relația (27) se poate scrie sub forma :

$$0 < |b_1/a_1| = S_1 (1 + S_2 S_3 + S_2^3 R_3) + S_2 S_3 (1 + R_3) + S_2^3 R_3. \qquad (32)$$

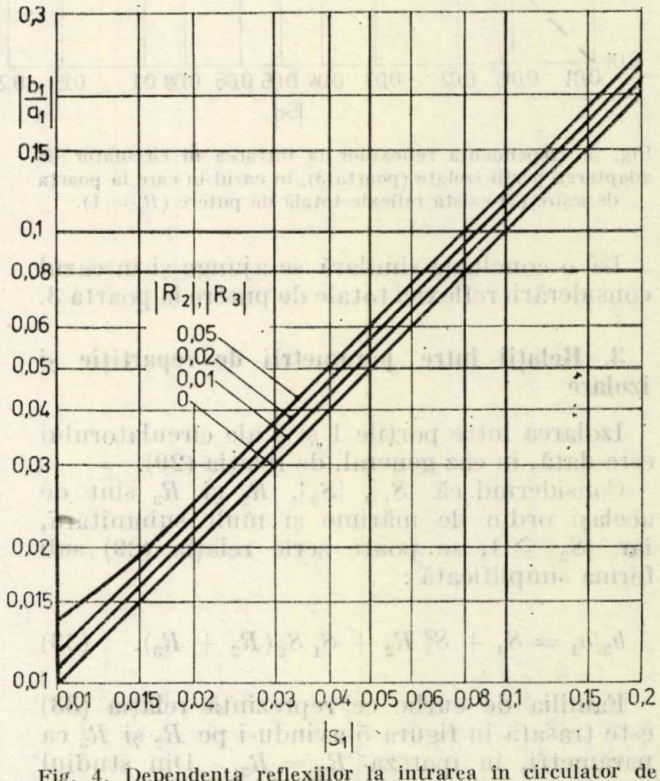


Fig. 4. Dependența reflexiilor la intrarea în circulator de adaptarea porților de ieșire și izolată, în cazul unor neadaptări mici.

În diagrama din figura 5 este trasată familia de curbe $|b_1/a_1|$ în funcţie de $|S_1|$ avîndu-l pe R_3 ca parametru. Se remarcă din figura 5 dublarea coeficientului de reflexie la intrare cînd există reflexie totală de putere la poarta 2, chiar în cazul unei adaptări perfecte la poarta 3.

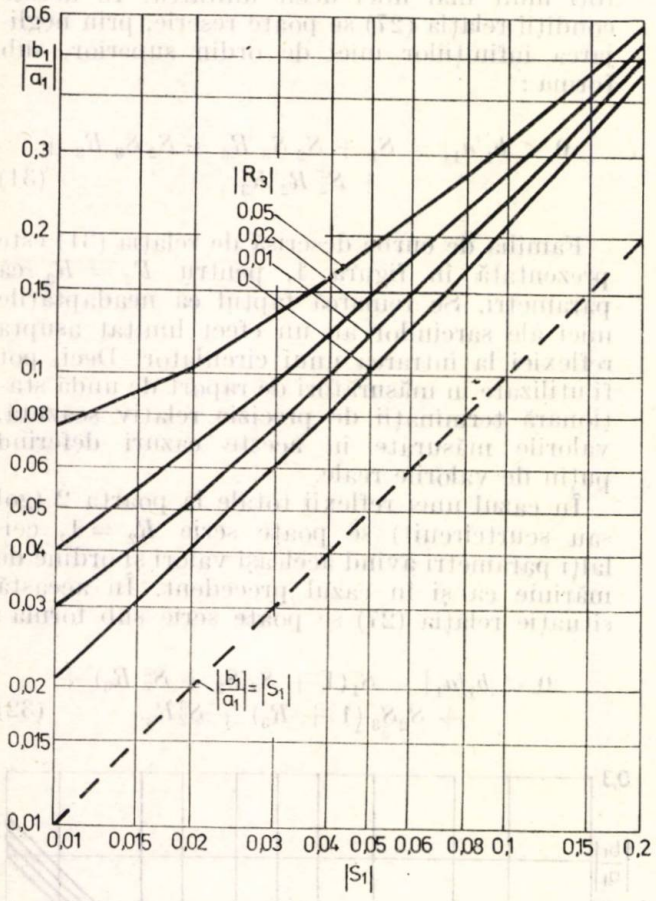


Fig. 5. Dependenţa reflexiilor la intrarea în circulator de adaptarea porţii izolate (poarta 3), în cazul în care la poarta de ieşire (2) există reflexie totală de putere ($R_2 = 1$).

La o concluzie similară se ajunge şi în cazul considerării reflexiei totale de putere la poarta 3.

3. Relaţii între parametrii de repartiţie şi izolare

Izolarea între porţile 1 şi 3 ale circulatorului este dată, în caz general, de relaţia (29).

Considerînd că $|S_1|$, $|S_3|$, R_2 şi R_3 sînt de acelaşi ordin de mărime şi mult subunitară, iar $|S_2| \cong 1$, se poate scrie relaţia (29) sub forma simplificată :

$$b_3/a_1 = S_3 + S_2^2 R_2 + S_1 S_2 (R_2 + R_3). \qquad (33)$$

Familia de curbe ce reprezintă relaţia (33) este trasată în figura 5 avîndu-i pe R_2 şi R_3 ca parametri, în ipoteza $R_2 = R_3$. Din studiul figurii 6 se remarcă faptul că neadaptarea la porţi are efecte notabile asupra izolării, cu atît mai accentuate cu cît neadaptarea este mai mare. Astfel, dacă, de exemplu, izolarea unui circulator perfect adaptat la porţile 3 şi 2 este dată de parametrul $S_3 = 0{,}01$, se calculează :

$$I_1 = -20 \cdot \lg 0{,}01 = 40 \text{ dB}.$$

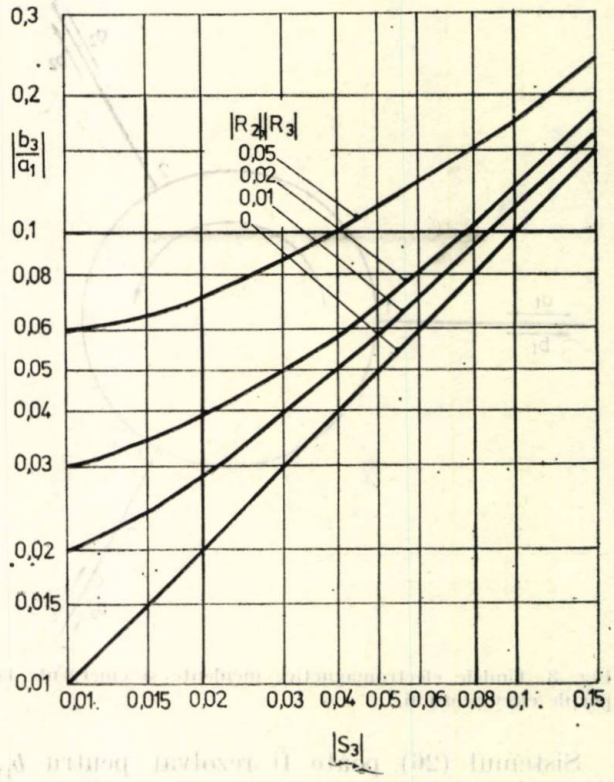


Fig. 6. Dependenţa izolării de adaptarea porţilor de ieşire (poarta 2) şi izolată (poarta 3).

Pentru acelaşi circulator, în cazul unei adaptări imperfecte la porţile 2 şi 3, de exemplu $R_2 = R_3 = 0{,}05$ izolarea va fi (vezi figura 6) :

$$I_2 = -20 \cdot \lg 0{,}06 = 24{,}4 \text{ dB},$$

izolarea reducîndu-se, în acest caz, la aproape jumătatea lui I_1.

ANEXA 1

Rezolvarea ecuaţiei (16) se efectuează cu ajutorul relaţiilor lui Cardan, în felul următor :

$$(X - u)^3 - 3YY^*(X - u) - Y^3 - Y^{*3} = 0. \qquad (A.1)$$

În ecuaţia (A.1) se face substituţia :

$$X - u = w, \qquad (A2)$$

cu care ecuaţia (A.1) devine :

$$w^3 - 3YY^*w - Y^3 - Y^{*3} = 0. \qquad (A.3)$$

O ecuație de forma :

$$w^3 + aw + b = 0, \tag{A.4}$$

are următoarele soluții date de formulele lui Cardan :

$$w_1 = u + v\,;\; w_2 = u \cdot e^{j2\pi/3} + v \cdot e^{-j2\pi/3}\;;\; w_3 = u \cdot e^{-j2\pi/3} + v \cdot e^{j2\pi/3}, \tag{A.5}$$

unde :

$$u = (-b/2 + (b^2/4 + a^3/27)^{\frac{1}{2}})^{1/3}$$

$$v = (-b/2 - (b^2/4 + a^3/27)^{1/2})^{1/3}. \tag{A.6}$$

Făcînd identificarea ecuațiilor (A.5) și (A.6) rezultă :

$$a = -3YY^*\,;\; b = -(Y^3 + Y^{*3}) \tag{A.7}$$

de unde, prin aplicarea formulelor (A.5) și (A.6) rezultă soluția ecuației (A.3) sub forma :

$$w_1 = Y + Y^*\,;\; w_2 = Y \cdot e^{j2\pi/3} + Y \cdot e^{-j2\pi/3}\;;$$

$$w_3 = Y \cdot e^{-j2\pi/3} + Y^* \cdot e^{j2\pi/3}. \tag{A.8}$$

Valorile proprii ale matricei $[Q]$ rezultă imediat din relația (A.2) :

$$u_1 = X - Y - Y^*,$$

$$u_2 = X - Y \cdot e^{j2\pi/3} - Y^* \cdot e^{-j2\pi/3}, \tag{A.9}$$

$$u_3 = X - Y \cdot e^{-j2\pi/3} - Y^* \cdot e^{j2\pi/3}.$$

Bibliografie

[1] *Treuhaft, A. M.* Network Properties of Circulators Based on the scattering concept. In : Proc IRE, Oct 1956, p. 1394.

[2] *Milano, U., Saunders, H. J., Davis, L.* AY — Junction stripline circulator. In : IRE Trans. on MTT, May 1960, p. 346.

[3] *Hagelin, S.* : Analysis of lossy symmetrical three — port networks with Circulator properties. In : IEEE Trans on MTT, June 1969, p. 328.

[4] *Bex, H., Schwartz, E.* Performance limitations of lossy circulators. IEEE Trans. on MTT, May 1971, p. 493.

[5] *Butterweck, J. H.* Der Y — Zirkulator. In : Arch. Elek. Übertragung, 17(4), 1963, p. 163.

CZ 621.314.26 :621.3.072.1

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENȚĂ
CICLOCONVERTIZORAE
TURAȚIE REGLABILĂ

Cicloconvertizoare cu dublă alimentare

IOAN DÉSIRÉ SUCEVEANU* — București
ROMAN SIREȚCHI** — Iași

1. Scurtă privire asupra cicloconvertizoarelor

Convertizorul static de frecvență direct, sau cicloconvertizorul, este în principiu format din două mutatoare elementare, denumite convențional unul pozitiv și celălalt negativ, alimentate în curent alternatuv [1, 2, 3]. Cele două mutatoare lucrează pe rînd în regim de redresor, de invertor sau sînt blocate și la ieșirea cicloconvertizorului se obține o tensiune alternativă de amplitudine și frecvență reglabilă prin modificarea simultană atît a tensiunii de comandă, cît și a frecvenței de comutare între cele două mutatoare.

Fiecare din cele două mutatoare elementare poate lucra în două cadrane, tensiunile generate de acestea avînd aceeași frecvență, fază și amplitudine și prin urmare cicloconvertizorul poate lucra în oricare din cele patru cadrane din planul $U-I$. Regimul de lucru al fiecărui mutator este dictat de natura sarcinii, deci, de defazajul între tensiunea și curentul de ieșire. Tensiunea medie la ieșire este nulă dacă decalajul între unghiurile de aprindere ale celor două mutatoare este de 90°. Avansînd sau întîrziind unghiurile de aprindere se pot obține tensiuni pozitive sau negative la ieșire și deci, tensiunea de ieșire poate fi alternativă, dacă unghiurile de aprindere vor oscila în jurul valorii de 90° cu condiția să fie permanent în opoziție de fază și să aibă suma egală cu 180°. În acest mod se obține o tensiune de ieșire formată de fapt de succesiuni de eșantioane, de durată și momente diferite, ale tensiunii sinusoidale de intrare.

Între mutatoarele elementare ale cicloconvertizorului pot exista sau nu curenți de circulație. În cazul fără curenți de circulație, după fiecare trecere prin zero a curentului de sarcină, se comandă blocarea unui mutator și intrarea în funcțiune a celuilalt cu o pauză de siguranță în care ambele mutatoare sînt blocate. Datorită modului de compunere a tensiunii și curentului de ieșire, conținutul în armonici al acestora nu poate fi neglijat, iar ca urmare a caracterului discret al funcționării tiristoarelor cicloconvertizorului la alimentarea unei sarcini trifazate sistemul fundamentelor curen-

* Institutul de inginerie tehnologică și proiectare pentru industria chimică
** Institutul politehnic — Iași.

ţilor şi tensiunilor nu este perfect echilibrat şi simetric.

Cicloconvertizorul cu curenţi de circulaţie are în circuitul format de cele două mutatoare elementare o reactanţă de limitare a acestora. Curentul de circulaţie are două componente, una generată de diferenţele existente între valorile instantanee ale tensiunilor la bornele reactanţei, iar a doua de autoinducţia datorată variaţiei alternative a curentului de sarcină. Tensiunea de ieşire a cicloconvertizorului are valoarea medie a tensiunilor de la ieşirea mutatoarelor pozitiv şi negativ. Armonicele generate de cele două mutatoare se vor compensa în mare măsură, dar vor exista în curentul de circulaţie

Spectrul de armonici de la ieşirea cicloconvertizoarelor este impus de forma de undă a tensiunii de ieşire. Se practică mai multe procedee de comandă care permit o aproximare mai mult sau mai puţin exactă cu o sinusoidă a tensiunii de ieşire. Complexitatea schemelor de comandă este în general ridicată, mai ales în domeniul frecvenţelor joase ale fundamentalei, şi creşte cu micşorarea conţinutului în armonici. În mod evident numărul de pulsuri influenţează direct forma de undă a tensiunii de ieşire, dar la un moment dat creşterea numărului de pulsuri, deci a numărului de tiristoare şi de circuite asociate acestora, nu mai este justificată economic de rezultatele obţinute.

Comutaţia cicloconvertizoarelor poate fi naturală sau forţată. Prima este cea mai utilizată, dar frecvenţa de ieşire este limitată funcţional de frecvenţa de alimentare. Comutaţia forţată implică un număr mai mare de tiristoare şi de circuite asociate acestora, dar gama de reglaj a frecvenţei creşte, frecvenţa de ieşire fiind independentă de valoarea frecvenţei de intrare.

Construcţia cicloconvertizorului se poate realiza fie cu tranzistoare, fie cu tiristoare. Performanţele atinse în prezent de constructorii de cicloconvertizoare [3, 4] permit o gamă largă de aplicaţii a acestora în domeniul reglajului prin frecvenţă a motoarelor de curent alternativ. Frecvenţele de ieşire ale cicloconvertizoarelor tranzistorizate destinate reglajului de viteză acoperă întreg domeniul între $0 \div 1\,500$ Hz, cu game de reglare maxime de 1 :1 000, puterea maximă obţinută ca urmare a tranzistoarelor de putere în aplicaţii industriale fiind în prezent de 50 kW cu tendinţe de creştere. Cicloconvertizoarele tiristorizate nu pot atinge performanţele facilitate de tranzistoare privind frecvenţa de ieşire şi gama de reglaj, dar se pot construi în schimb pentru puteri mari şi foarte mari pînă la ordinul megawaţilor. În acelaşi timp ele răspund cerinţelor sistemelor de acţionare cu viteză variabilă din industrie permiţînd obţinerea unor game de relaj a turaţiei de 1 :100 cu frecvenţe de ieşire minime de zero Hz şi cele maxime cuprinse între 0,4 şi 0,7 din frecvenţa de alimentare.

Cicloconvertizorul tiristorizat s-a impus atît tehnic, cît şi economic în special pentru puteri de peste 500 kW şi în domeniul vitezelor mici de rotaţie, performanţele dinamice obţinute fiind foarte bune. Reglajul vitezei se face la cuplu constant cu menţinerea constantă a raportului U/f inclusiv corectarea acestuia la frecvenţe mai mici de o treime din frecvenţa de intrare prin considerarea influenţei rezistenţei statorice a electromotorului.

În afara reglajului de viteză, cicloconvertizorul poate rezolva şi problema inversă a menţinerii constante a vitezei în cazul alimentării cu frecvenţă variabilă, sistem cunoscut sub denumirea VSCF (variabile speed constant frequency). Sistemele VSCF sînt în mod curent aplicate la bordul avioanelor, cu puteri de pînă la 60 kVA, şi pot fi extinse şi la navele maritime, permiţînd alimentarea motoarelor asincrone de la bord cu tensiunea furnizată de generatorul antrenat cu turaţie variabilă de motorul navei sau avionului.

2. Cicloconvertizorul simetric cu dublă alimentare cu comutaţie naturală

Una din modalităţile de diminuare a conţinutului în armonici la ieşirea cicloconvertizoarelor este cuplarea acestora în serie sau în paralel prin intermediul transformatoarelor şi a inductanţelor de egalizare şi de circulaţie. Metoda are dezavantajul unei creşteri importante a numărului de tiristoare şi circuite asociate acestora. În cazul alimentării din sisteme electrice trifazate, cazul uzual în aplicaţiile industriale, s-a imaginat creşterea numărului de pulsuri în scopul diminuării armonicelor la ieşire [5, 6] prin utilizarea tensiunilor de linie şi de fază ale reţelei la alimentarea a două cicloconvertizoare cuplate în paralel. Acest tip de convertizor static direct a fost denumit cicloconvertizor cu dublă alimentare [5]. Realizarea diferitelor scheme de cicloconvertizoare cu dublă alimentare, prezentate în cele ce urmează, permite prin utilizarea tensiunilor de linie şi de fază obţinerea unui număr sporit de pulsuri cu un număr redus de tiristoare. Numărul de pulsuri fiind în corespondenţă strînsă cu numărul şi mărimea armonicelor de tensiune la ieşire se obţine o minimalizare importantă a spectrului de armonici comprativ cu cicloconvertizoarele clasice [6].

Un montaj monofazat cu trei pulsuri [5] este prezentat în figura 1. Comanda tiristoarelor $T1 \div T7$ este astfel făcută încît la ieşire se regăsesc fragmente din cele două tensiuni, de linie şi de fază, care prin compunere aproximează mai bine, atît ca amplitudine cît şi ca formă, o semiperioadă a tensiunii fundamentalei dorite [6]. După fiecare semiperioadă are loc

schimbarea căilor de alimentare ale sarcinii cu comutatorul tiristorizat $T8 \div T11$.

La menținerea blocată a lui $T7$ se aplică la bornele sarcinii trei pulsuri, iar la intrarea acestuia în conducție numărul de pulsuri crește la

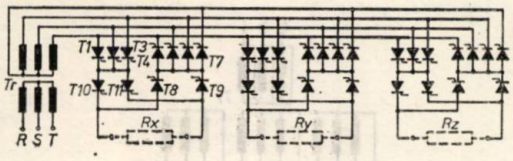


Fig. 1

șase. În figura 2a este ilustrată forma de undă a tensiunii de ieșire în cazul schemei din figura 1 prezentată comparativ cu forma de undă a unui cicloconvertizor clasic cu trei pulsuri (figura 2b). Sarcina a fost considerată rezistivă.

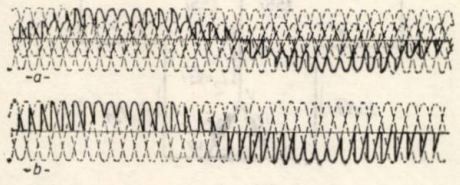


Fig. 2

Schema cicloconvertizorului monofazat cu șase pulsuri cu dublă alimentare [5] se obține cu ușurință prin conectarea mutatoarelor elementare formate fiecare din cîte patru tiristoare în două perechi, ca în figura 3. La menținerea blocată a tiristoarelor $T4$, $T8$, $T12$, și $T16$ se obțin la ieșire fragmente ale tensiunilor de linie din secundarul transformatorului de intrare. La aprinderea tiristorului $T16$, de exemplu, și a stingerii tiristoarelor $T13 \div T15$ se vor obține la ieșire eșantioane ale tensiunilor de fază. Circuitul se comportă deci ca și cum ar fi alimentat de la două generatoare diferite de tensiuni trifazate de aceeași frecvență, dar defazate între ele cu $\pi/6$. Raportul amplitudinilor celor două tensiuni este egal cu $\sqrt{3}$.

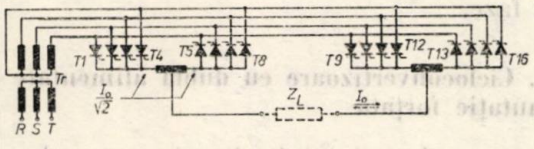


Fig. 3

Numărul de pulsuri variază, de fapt, de la șase la douăsprezece funcție de comanda tiristoarelor schemei, ceea ce conduce la îmbunătățirea factorului de umplere a tensiunii fundamentale și deci la micșorarea conținutului în armonici al tensiunii de ieșire.

În vederea reglajului turației motoarelor de curent alternativ este necesar un cicloconvertizor trifazat, a cărui schemă cu dublă alimentare, conexiune în punte și șase pulsuri [5] se prezintă în figura 4. Cicloconvertizorul este

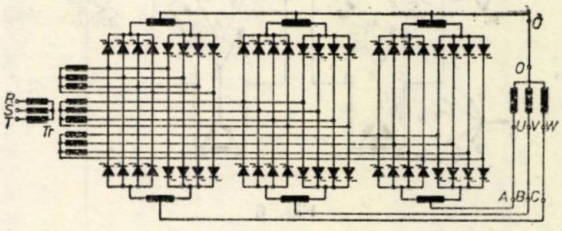


Fig. 4

format din douăsprezece mutatoare elemenentare, fiecare fază avînd în circuit două mutatoare pozitive și două negative conectate la bornele unuia din cele trei secundare ale transformatorului de intrare. Între comenzile celor trei grupuri de cîte patru mutatoare elementare este un decalaj de 120° în scopul obținerii unui sistem trifazat de tensiuni la ieșire. Puterea înfășurării secundare a transformatorului de intrare este aproximativ cu 22 % mai mare ca a primarului din cauza armonicelor homopolare.

Cicloconvertizorul simetric cu dublă alimentare cu șase pulsuri se poate realiza și în conexiune cu punct median [5] ca în figura 5. De data aceasta numărul de secundare ale transformatorului de intrare scade la două, pe fie

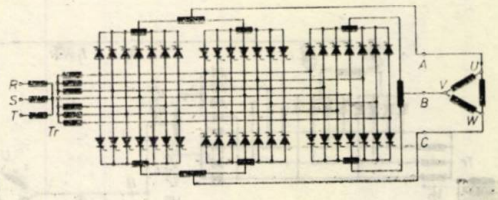


Fig. 5

care fază fiind conectate cîte două mutatoare elementare pozitive și două negative. Sarcina este alimentată succesiv de cîte un mutator pozitiv și unul negativ cu tensiuni de linie, pe cînd celelalte două din aceeași fază furnizează tensiunile de fază.

Similar se pot obține și scheme cu douăsprezece pulsuri prezentate în 3,5 cu conexiune puncte sau cu punct median.

3. Cicloconvertizorul asimetric cu dublă alimentare cu comutație naturală

Cicloconvertizoarele asimetrice au ca principiu de funcționare obținerea unei faze a tensiunii de ieșire prin însumarea vectorială a celorlalte două [1, 3, 7]. Conexiunile posibile

ale cicloconvertizoarelor asimetrice sînt în triunghi deschis sau în inel. În figura 6 sînt prezentate schemele de principiu a celor două variante.

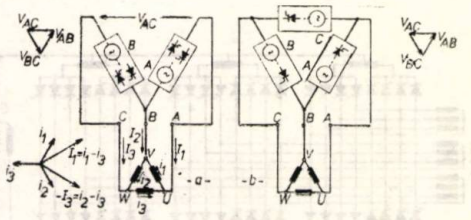


Fig. 6

În cazul triunghiului deschis, figura 6a, curenţii prin mutatoarele A şi B sînt generaţi de tensiunile V_{AB} şi respectiv V_{BC}. La schema în inel, figura 6b, spre deosebire de cazul precedent, mutatoarele A, B şi C lucrează numai în două cadrane şi curentul circulă prin fiecare mutator într-o singură direcţie. Pentru a evita circulaţia de curenţi în inel, mutatoarele conduc fiecare 240°, totdeauna fiind în conducţie numai două din ele, iar al treilea este blocat.

În lucrarea [7] sînt prezentate schemele asimetrice ale cicloconvertizoarelor cu dublă alimentare cu trei pulsuri, conexiune în triunghi deschis şi în inel. O schemă cu şase pulsuri, conexiune în triunghi deschis, este dată în figura 7. Schema de tip în punte cuprinde patru perechi de mutatoare elementare alimentate de la cele două secundare ale transformatorului de intrare. Comanda tiristoarelor este astfel realizată încît la ieşire se obţin porţiuni din

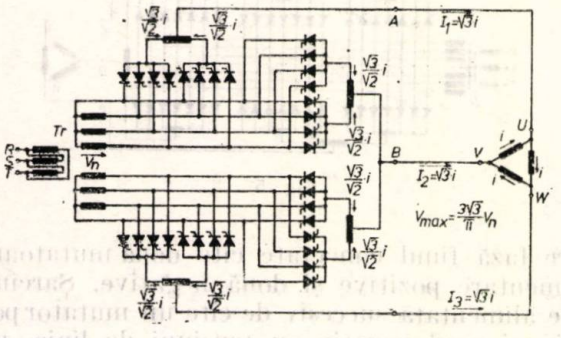


Fig. 7

cele două tensiuni de alimentare şi astfel aproximarea sinusoidei se face într-o măsură mai bună ca la cicloconvertizoarele asimetrice clasice. Numărul de tiristoare se reduce faţă de schema simetrică cu 33 % cu reducerea corespunzătoare şi a numărului de circuite asociate. Puterea secundarului transformatorului de intrare este aproximativ egală cu a primarului care este de 1,7 ori mai mare decît a sarcinii maxime. Cele două cicloconvertizoare fmonofazate conectate în triunghi deschis au fiecare puterea cu circa 15 % mai mare decît a sarcinii maxime.

Schema din figura 8 este a unui cicloconvertizor asimetric cu dublă alimentare, conexi-

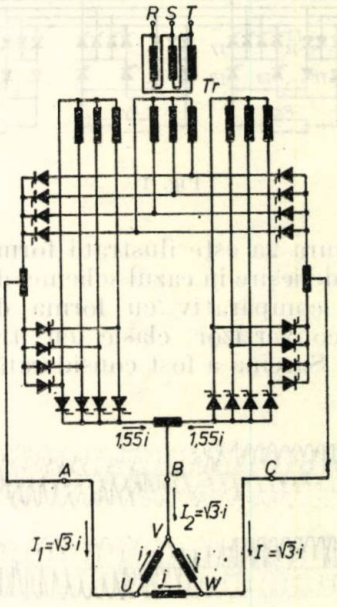


Fig. 8

une în inel, cu şase pulsuri. Cele trei secundare ale transformatorului de intrare alimentează şase mutatoare elementare conectate în inel. Modul de funcţionare este identic cu cel descris. Numărul de elemente semiconductoare scade cu 50 % faţă de schema simetrică respectivă, cu reducerea corespunzătoare şi a numărului de circuite asociate tiristoarelor. Puterea secundarului transformatorului este cu 44 % mai mare decît a primarului, care la rîndul lui are o putere de 1,6 ori mai mare decît a sarcinii maxime. Fiecare pereche de mutatoare elementare trebuie dimensionată la o putere de circa 1,55 ori mai mare decît a sarcinii maxime.

În ambele scheme prezentate, în cazul alimentării motoarelor electrice trifazate nu este absolut necesară prezenţa reactoarelor de circulaţie deoarece sarcina este simetrică pe cele trei faze.

4. Cicloconvertizoare cu dublă alimentare cu comutaţie forţată

În scopul reglajului vitezei motoarelor de curent alternativ în domeniul suprasincron este necesară utilizarea în cazul cicloconvertizoarelor a comutaţiei forţate [3, 5]. Aceasta conduce la extinderea gamei de aplicaţii a cicloconvertizoarelor în special la sistemele de acţionare echipate cu motoare sincrone.

Un cicloconvertizor cu dublă alimentare, monofazat cu trei pulsuri, [5] are schema din

figura 9. Comutația forțată este de tipul independentă, fiecărui tiristor principal fiindu-i asociat un circuit de stingere ce conține un tiristor auxiliar. Întreruptorul tiristorizat este alimentat cu tensiuni de linie sau de fază de la cele două mutatoare formate de tiristoarele

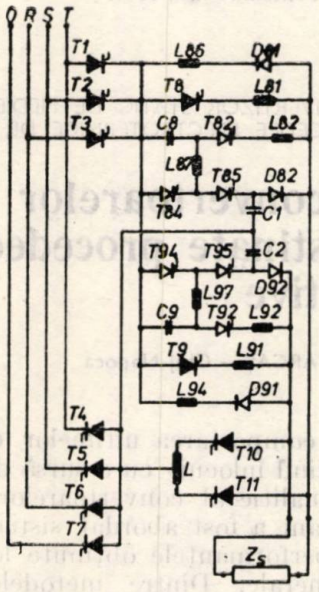


Fig. 9

$T1 \div T3$ respectiv $T4 \div T7$. Un avantaj al schemei îl reprezintă faptul că blocarea tiristoarelor principale $T8$ și $T9$ se face prin aplicarea de contratensiuni iar a celorlalte prin anularea curentului. Întreruptorul se caracterizează prin prezența circuitelor separate de reîncărcare și inversare a polarității tensiunii. Condensatorul se reîncarcă prin intermediul circuitului $T85$, $L87$ în timpul intervalului de conducție a tiristoarelor principale. Micșorarea valorii curentului din circuitul auxiliar este realizată prin devierea curentului de inversare a polarității din circuitul lui $T8$ și preluarea lui de $T84$ și $L87$. Tensiunea pe condensator nu depinde de curentul de sarcină și, prin urmare, stingerea lui $T8$ este sigură pe toată plaja reglajului. La amorsarea lui $T82$ are loc blocarea tiristorului principal. Stingerea lui $T9$ se face în mod similar. Trebuie remarcat că particularitatea schemei permite utilizarea a numai două circuite de stingere în loc de patru, ceea ce constituie un avantaj important.

O variantă de cicloconvertizor cu dublă alimentare monofazat cu șase pulsuri și comutație forțată [5] este prezentată în figura 10. Circuitul colectiv de stingere forțată este format din tiristoarele auxiliare $T9$ și $T10$. Numărul de tiristoare auxiliare este mult redus față de cazul stingerii individuale independente. În timpul conducției fiecărui tiristor principal al mutatorului format de $T1 \div T4$ condensatorul este încărcat cu polaritatea din schemă. La aprinderea lui $T10$ are loc blocarea tiristorului aflat în conducție. Tiristoarele $T1 \div T8$ se blochează

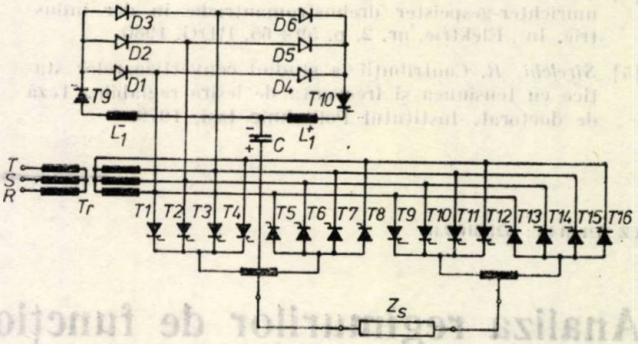


Fig. 10

prin aplicarea unei contratensiuni la bornele lor, iar celelalte ca urmare a anulării curentului care le străbate.

5. Concluzii

Cicloconvertizoarele cu dublă alimentare au calități superioare comparativ cu variantele clasice. Creșterea numărului de pulsuri prin tehnica dublei alimentări permite ca la ieșire să se obțină un conținut în armonici micșorat substanțial, cu efecte din cele mai favorabile asupra motorului de curent alternativ alimentat de convertizor, în special în domeniul frecvențelor joase [6].

Comparînd cicloconvertizorul cu dublă alimentare cu un cicloconvertizor clasic cu performanțe egale primului se observă că numărul de tiristoare și de circuite asociate acestora este micșorat cu 30 % în cazul dublei alimentări. Prin urmare aparatul devine mai ieftin și cu un gabarit redus.

Schemele asimetrice prezentate, precum și cele din lucrarea [7], îmbină avantajele cicloconvertizorului cu dublă alimentare cu cele ale cicloconvertizoarelor asimetrice clasice, rezultatul fiind o scădere accentuată a numărului de tiristoare, costului și gabaritului simultan cu minimalizarea conținutului în armonici al tensiunii de ieșire.

Buna comportare în domeniul frecvențelor joase, faptul că permite obținerea unor game de reglare a turației de 1 :100, costul și gabaritul redus, recomandă utilizarea cicloconvertizorului cu dublă alimentare la sistemele de acționare cu viteză variabilă cu motoare de curent alternativ.

Bibliografie

[1] *Pelly, B. R.* Thyristor phase-controlled, converters and cycloconverters. Ed. John Wiley & son, SUA, 1971.

[2] *Sireţchi, R., Suceveanu I.D.* Il Convertitori statici con-tensione e frequenza d'uscita regolabili. L'Elettrotecnica vol. LXV, nr. 8, Agosto 1978, p. 681÷689, Italia.

[3] *Suceveanu, I. D.* Convertizoare statice de frecvență, tipuri de convertizoare, performanțe. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Iași, 1979.

[4] *Kabish, H.* Möglichkeiten und grenzen das einsatzes umrichter-gespeister drehnstromantriebe in der industrie. In : Elektrie, nr. 2, p. 59÷65, RDG, 1980.

[5] *Sireţchi, R.* Contribuții la studiul convertizoarelor statice cu tensiunea și frecvența de ieșire reglabile. Teză de doctorat. Institutul Politehnic Iași, 1979.

[6] *Sireţchi, R., Cristea, D., Thirer, N., Zaharia, I., Suceveanu I. D.* A double-supply cycloconverter output voltage simulation for harmonics minimization. Comunicare la „First International Conference and Exhibition Applied Modelling and Simulation", gr. II Electrical and electronic Engineering, Lyon-France, 7÷11 sept. 1981.

[7] *Suceveanu, I. D.* Contribuții proprii la perfecționarea unor metode de reglare a vitezei sistemelor de acționare cu motoare asincrone. Teză de doctorat, referatul 3, Institutul Politehnic Iași, 1981.

CZ 621.314.1 : 621.316.731

CONVERTIZOR STATIC DE MEDIE FRECVENȚĂ
PROCEDEE ELECTROTERMICE DE INDUCȚIE

Analiza regimurilor de funcționare a convertoarelor statice cu compensare paralel a sarcinii destinate procedeelor electrotermice inductive

MIRCEA CHINDRIȘ, PETRE SOPOREAN, GHEORGHE FARCAȘ — Cluj-Napoca

Introducere

Utilizarea industrială a convertoarelor statice cu tiristoare a devenit posibilă după anul 1960 cînd performanțele ventilelor statice realizate au permis ca ele să devină competitive cu generatoarele rotative utilizate aproape în exclusivitate ca surse de medie frecvență pentru alimentarea instalațiilor electrotermice inductive. Dezvoltarea rapidă a tehnicii semiconductoarelor și a electronicii de putere a condus la îmbunătățirea permanentă a performanțelor surselor statice și la scăderea prețului acestora.

Dintre numeroasele scheme existente, în prezent se utilizează în principal, convertorul cu circuit intermediar de curent continuu și compensare paralel a sarcinii, performanțele obținute asigurînd utilizarea sa în majoritatea aplicațiilor încălzirii prin inducție [1, 2, 3, 4].

Proiectarea și realizarea unor variante constructive optime din punct de vedere tehnico-economic, impun analiza regimurilor de funcționare ale convertoarelor statice de frecvență. Lucrarea prezintă studiul pe calculator al regimurilor de funcționare pentru un convertor cu compensare paralel a sarcinii ; modelul propus poate fi utilizat pentru orice alt tip de convertor cu tiristoare.

1. Metode de analiză a regimurilor de funcționare ale convertoarelor statice

Așa cum rezultă din figura 1, convertorul static este compus din trei părți : redresorul, circuitul intermediar de curent continuu și invertorul. Metodele de analiză ale regimurilor de funcționare la convertoarele statice urmăresc numai comportarea ultimelor două părți, redresorul fiind înlocuit cu o sursă de tensiune.

Studiul analitic al convertoarelor statice cu circuit oscilant a fost abordat sistematic după 1965 cînd performanțele obținute le-au impus atenției generale. Dintre metodele utilizate s-au impus metoda transformatei Laplace și metoda ecuațiilor de stare.

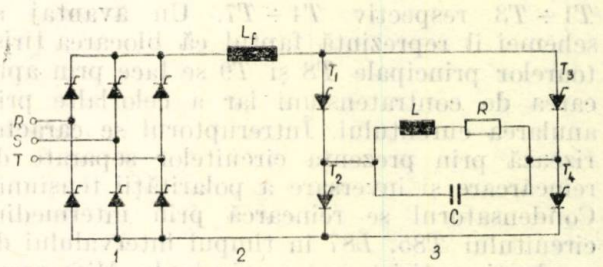


Fig. 1. Schema circuitului de forță al unui convertor static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii : *1* — redresor ; *2* — circuit intermediar de curent continuu ; *3* — invertor cu sarcină inductivă *RL*, compensată cu condensatorul *C*.

Metoda transformatei Laplace

La început, cercetătorii au abordat studiul convertoarelor statice făcînd abstracție de caracterul special al ventilelor electronice care le compun și aplicînd metodele clasice din analiza circuitelor electrice. Rezolvarea sistemelor de ecuații integro-diferențiale ce caracterizează diferite etape de funcționare a fost rezolvată, în general, prin metoda transformatei Laplace, care permite trecerea la un sistem de ecuații algebrice în variabila complexă *s*. După rezolvarea acestui sistem în raport cu imaginile operaționale ale variabilelor (curenți sau tensiuni), se aplică transformarea inversă, obținîndu-se soluții funcție de timp.

* Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

Studiile efectuate au arătat însă că analiza circuitelor reale conduce la ecuații de grad ridicat în s, astfel încît aplicarea transformatei inverse pentru revenirea în domeniul timp este deosebit de grea, uneori chiar imposibilă. Pentru a limita gradul ecuațiilor în domeniul imagine, s-au efectuat o serie de simplificări [5, 6, 7], considerîndu-se :

— redresorul ca sursă de tensiune constantă cu impedanță internă nulă ;

— elementele semiconductoare ca întreruptoare ideale ;

— bobina din circuitul intermediar suficient de mare pentru ca invertorul să fie alimentat de la sursă de curent constant ;

— sarcina constantă în timp.

În concluzie se poate afirma că studiul convertoarelor statice cu ajutorul transformatei Laplace prezintă următoarele dezavantaje :

— efectuează simplificări care nu pot fi considerate neglijabile în anumite regimuri de funcționare (în special la frecvență de lucru mare) ;

— permite numai abordarea aspectelor cantitative ale fenomenelor ;

— neglijează comutația ;

— permite studierea numai a regimului staționar de funcționare.

Metoda ecuațiilor de stare

Metoda ecuațiilor de stare se utilizează tot mai mult în analiza și proiectarea circuitelor electrice și electronice complexe funcționînd în regim variabil [8, 9]. Ea permite interpretarea fenomenelor care au loc în aceste circuite folosind semnificația fizică a unui set minim de variabile și utilizarea calculatoarelor numerice pentru stabilirea soluției.

Utilizarea metodei ecuațiilor de stare permite eliminarea dezavantajelor menționate pentru metoda transformatei Laplace și studierea circuitelor cu elemente neliniare sau variabile în timp. Ea constă în scrierea pentru fiecare circuit a unor ecuații diferențiale de ordinul întîi ce caracterizează complet comportarea dinamică a circuitului respectiv.

Pentru obținerea acestor ecuații, cunoscute sub denumirea de ecuații de stare, din graful atașat circuitului se alege un arbore normal, adică un arbore care are ca ramuri toate sursele de tensiune independente, numărul maxim posibil de capacități, numărul minim posibil de inductanțe și nici o sursă de curent independentă. În cadrul celor două categorii de laturi (ramuri — t și coarde — l), numerotarea acestora se face în următoarea ordine (întîi ramurile și apoi coardele) :

Ramuri

1. Ramuri surse de tensiune.
2. Ramuri de capacități.
3. Ramuri de rezistență.
4. Ramuri de inductanțe.

Coarde

1. Coarde de capacități.
2. Coarde de rezistențe.
3. Coarde de inductanțe.
4. Coarde de surse de curenți.

Această numerotare a laturilor conduce la o separare a vectorilor de tensiune și de curenți atașați circuitului respectiv :

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} \bar{v}_t \\ \bar{v}_l \end{bmatrix}; \quad \bar{i} = \begin{bmatrix} \bar{i}_t \\ \bar{i}_l \end{bmatrix}, \tag{1}$$

în care :

$$\bar{v}_t = \begin{bmatrix} \bar{v}_E \\ \bar{v}_{C_t} \\ \bar{v}_{R_t} \\ \bar{v}_{L_t} \end{bmatrix}; \quad \bar{v}_l = \begin{bmatrix} \bar{v}_{C_l} \\ \bar{v}_{R_l} \\ \bar{v}_{L_l} \\ \bar{v}_J \end{bmatrix}; \quad \bar{i}_t = \begin{bmatrix} \bar{i}_E \\ \bar{i}_{C_t} \\ \bar{i}_{R_t} \\ \bar{i}_{L_t} \end{bmatrix};$$

$$\bar{i}_l = \begin{bmatrix} \bar{i}_{C_l} \\ \bar{i}_{R_l} \\ \bar{i}_{L_l} \\ \bar{i}_J \end{bmatrix}, \tag{2}$$

unde : $\bar{v}_E$ este vectorul tensiunilor surselor de tensiune ;

$\bar{v}_{C_t}, \bar{v}_{R_t}, \bar{v}_{L_t}$ — vectorii tensiunilor ramurilor de capacități, rezistențe, respectiv inductanțe ;

$\bar{v}_{C_l}, \bar{v}_{R_l}, \bar{v}_{L_l}$ — vectorii tensiunilor coardelor de capacități, rezistențe, respectiv inductanțe ;

$\bar{v}_J$ — vectorul tensiunilor surselor de curent ;

$\bar{i}_E$ — vectorul curenților surselor de tensiune ;

$\bar{i}_{C_t}, \bar{i}_{R_t}, \bar{i}_{L_t}$ — vectorii curenților ramurilor de capacități, rezistențe, respectiv inductanțe ;

$\bar{i}_{C_l}, \bar{i}_{R_l}, \bar{i}_{L_l}$ — vectorii curenților coardelor de capacități, rezistențe, respectiv inductanțe ;

$\bar{i}_J$ — vectorul curenților surseler de curent.

În continuare se aplică teoremele lui Kirchhoff, corespunzătoare circuitului studiat, scrise sub formă matricială :

$$\begin{cases} \bar{i}_t = -Q_l \cdot \bar{i}_l \\ \bar{v}_l = Q_l' \cdot \bar{v}_t, \end{cases} \tag{3}$$

în care Q_l este o parte a matricei secțiunilor fundamentale partiționată sub forma $Q_f = [U\ Q_l]$, iar Q_l' transpusa sa. Pentru arborele normal ales, Q_l se poate scrie :

$$Q_l = \begin{array}{c} \text{coarde} \rightarrow \\ \text{ramuri} \\ \downarrow \\ E \\ C \\ R \\ L \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} C & R & L & J \end{array} \\ \begin{bmatrix} Q_{EC} & Q_{ER} & Q_{EL} & Q_{EJ} \\ Q_{CC} & Q_{CR} & Q_{CL} & Q_{CJ} \\ 0 & Q_{RR} & Q_{RL} & Q_{RJ} \\ 0 & 0 & Q_{LL} & Q_{LJ} \end{bmatrix} \end{array}, \tag{4}$$

unde fiecare linie corespunde unei secțiuni definite de o ramură a arborelui normal, iar coloanele corespund coardelor.

După dezvoltarea relațiilor lui Kirchhoff pe baza ecuațiilor (3) se elimină variabilele nedorite (curenții prin capacități și tensiunile pe inductanțe) cu ajutorul relațiilor tensiune-curent date în tabelul 1. Se obțin astfel ecuațiile de stare, care pentru circuitele liniare cu parametri concentrați (variabili sau invariabili în timp) au forma :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\bar{x} = \mathcal{A}\bar{x} + \mathcal{B}_1\bar{e} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathcal{B}_2\bar{e} \\ \bar{w} = \mathcal{D}\bar{x} + \mathcal{E}_1\bar{e} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathcal{E}_2\bar{e} \end{cases} \tag{5}$$

Tabelul 1 [8]

Determinarea ecuației de stare pentru circuitele RLC cu parametri constanți.

Relații tensiune-curent	$\begin{bmatrix} \bar{i}_{Ct} \\ \bar{i}_{Cl} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \bar{v}_{Ct} \\ \bar{v}_{Cl} \end{bmatrix}$; $\begin{bmatrix} \bar{v}_{Ll} \\ \bar{v}_{Cl} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} L_{Cl} & L_{lt} \\ L_{tl} & L_{tt} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \bar{i}_{Ll} \\ \bar{i}_{Lt} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \bar{i}_{Rl} \\ \bar{v}_{Rt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_l & 0 \\ 0 & R_t \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \bar{v}_{RL} \\ \bar{i}_{Rt} \end{bmatrix}$
Matrice de parametrii	$\mathcal{C} = C_t + Q_{CC}\, C_l\, Q'_{CC}$; $\hat{\mathcal{C}} = -Q_{CC}\, C_l\, Q'_{EC}$ $\mathcal{L} = L_{tt} + Q'_{LL}\, L_{tt}\, Q_{LL}$; $R = R_l + Q'_{RR}\, R_t\, Q_{RR}$ $\hat{\mathcal{L}} = -Q'_{LL}\, L_{tt}\, Q_{LJ}$; $G = G_t + Q_{RR}\, G_l\, Q'_{RR}$
Matricele multiportului rezistiv	$\mathcal{Y} = Q_{CR}\, R^{-1}\, Q'_{CR}$; $\mathcal{H} = -Q_{CL} + Q_{CR}\, R^{-1}\, Q'_{RR}\, R_t\, Q_{RL}$ $\mathcal{Z} = Q'_{RL}\, G^{-1}\, Q_{RL}$; $\mathcal{G} = Q'_{CL} - Q'_{RL}\, G^{-1}\, Q_{RR}\, G_l\, Q'_{CR} = -\mathcal{H}'$ $\hat{\mathcal{Y}} = Q_{CR}\, R^{-1}\, Q'_{ER}$; $\hat{\mathcal{H}} = -Q_{CJ} + Q_{CR}\, R^{-1}\, Q'_{RR}\, R_t\, Q_{RJ}$ $\hat{\mathcal{Z}} = Q'_{RL}\, G^{-1}\, Q_{RJ}$; $\hat{\mathcal{G}} = Q'_{EL} - Q'_{RL}\, G^{-1}\, Q_{RR}\, G_l\, Q'_{ER}$
Ecuația de stare $\frac{d}{dt}\bar{x} = \mathcal{A}\bar{x} + \mathcal{B}\bar{e} + \frac{d}{dt}\mathcal{B}_2\bar{e}$	$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ct} \\ \bar{i}_{Ll} \end{bmatrix}$; $e = \begin{bmatrix} \bar{v}_e \\ \bar{i}_J \end{bmatrix}$; $\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \mathcal{C}^{-1} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}^{-1} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} -\mathcal{Y} & \mathcal{H} \\ \mathcal{G} & -\mathcal{Z} \end{bmatrix}$ $\mathcal{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{C}^{-1} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}^{-1} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} -\hat{\mathcal{Y}} & \hat{\mathcal{H}} \\ \hat{\mathcal{G}} & -\hat{\mathcal{Z}} \end{bmatrix}$; $\mathcal{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathcal{C}^{-1} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}^{-1} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \hat{\mathcal{C}} & 0 \\ 0 & \hat{\mathcal{L}} \end{bmatrix}$

C_t – matricea ramurilor de capacități ;
C_l – matricea coardelor de capacități ;
L – matrici de inductanțe (proprii și mutuale) ;
R_t – matricea ramurilor de rezistențe ;
G_l – matricea coardelor de conductanțe ;

unde : $\bar{x}$ este vectorul mărimilor de stare (tensiunile pe condensatoare și curenții prin bobine) ;

$\bar{e}$ — vectorul mărimilor de intrare (de excitație) ;

$\bar{w}$ — vectorul mărimilor de ieșire ;

$\mathcal{A}, \mathcal{B}_1, \mathcal{B}_2, \mathcal{D}, \mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2$ — matrice de parametri, cu elemente constante sau variabile în timp.

Simplitatea aparentă a ecuațiilor finale (5) maschează operații matriceale laborioase care trebuie efectuate pentru determinarea matricelor de parametri — tabelul 1.

Pînă acum, la studiul convertoarelor statice cu ajutorul ecuațiilor de stare, s-au efectuat aceleași simplificări ca și în cazul utilizării metodei transformatei Laplace [10, 11]. Considerarea ventilelor statice ca întreruptoare ideale, determină modificarea configurației circuitului pentru fiecare fază de funcționare (după cum ventilele sînt în stare de conducție sau blocare). Acest mod de abordare a problemei, cunoscut sub numele de metoda topologică, necesită deci, scrierea pentru fiecare fază de funcționare a unei ecuații de stare care descrie comportarea convertorului într-un anumit interval de timp.

În lucrarea de față, autorii utilizează un nou model pentru studiul convertoarelor statice (în particular a convertorului cu compensare paralel a sarcinii), cu ajutorul metodei ecuațiilor de stare, principalele particularități fiind următoarele :

— tiristoarele sînt asimilate cu rezistoare de valoare finită atît în conducție, cît și în blocare (se utilizează modelul de tiristor indicat în [12]) (figura 2) ;

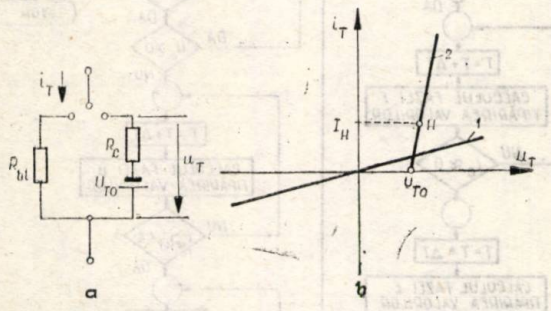


Fig. 2. Modelul tiristorului : *a* — schema electrică ; *b* — caracteristica curent-tensiune ; *1* — caracteristica în blocare ; *2* — caracteristica în conducție.

— redresorul se înlocuiește cu o sursă de tensiune variabilă în timp ;

— bobina din circuitul intermediar are o valoare finită.

Față de metodele prezentate anterior, modelul utilizat prezintă o serie de avantaje, permițînd :

— studiul regimurilor reale de funcționare a convertorului static cu ajutorul unei singure ecuații de stare, fapt care determină facilități în întocmirea programului de calcul și reducerea memoriei ocupate pe parcursul rulării acestuia ;

— analiza regimurilor de comutație ;

— studiul tuturor regimurilor de avarie, lucru deosebit de important în proiectarea convertorului.

2. Analiza regimurilor de funcționare ale convertoarelor statice cu compensare paralel a sarcinii

În continuare se prezintă rezultatele obținute în studiul unui convertor paralel prin metoda rezistențelor binare. Schema circuitului de forță și graful asociat acestuia pentru scrierea ecuațiilor de stare sînt prezentate în figura 3.

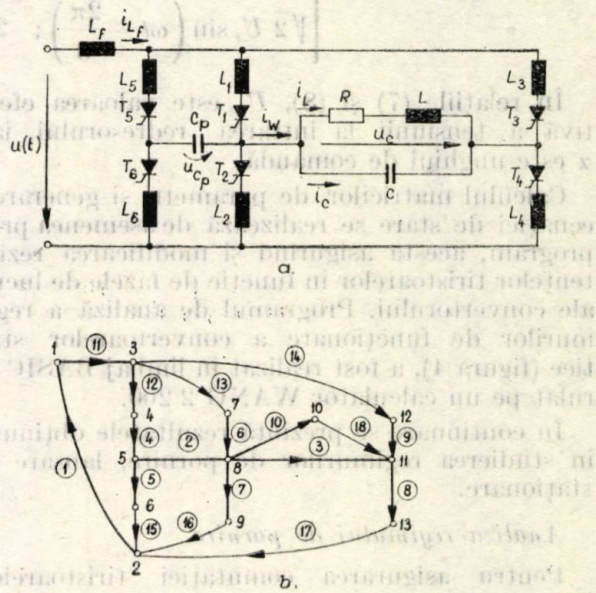


Fig. 3. Convertor static cu compensare paralel a sarcinii și condensator auxiliar de pornire C_p : *a* — schema circuitului de forță (circuit intermediar și invertor) ; *b* — graful asociat circuitului.

Convertorul studiat are următoarele caracteristici :

— rezistența de sarcină $R = 0{,}4\ \Omega$;

— inductivitatea de sarcină $L = 0{,}0005$ H ;

— inductivitatea de filtrare $L_f = 0{,}05$ H ;

— inductivitățile de limitare a pantei curentului $L_{1-6} = 0{,}00004$ H ;

— condensatorul de compensare $C = 40\mu$F ;

— rezistența tiristoarelor în stare de conducție $R_c = 0{,}01\ \Omega$;

— rezistența tiristoarelor în stare blocată $R_{bl} = 1\ 000\ \Omega$.

Redresorul s-a înlocuit cu o sursă de tensiune $u(t)$ variabilă în timp, a cărei valoare se calculează prin program cu ajutorul relației :

$$u(t) = u_P(t) - u_N(t), \qquad (6)$$

în care:

$$u_P = \begin{cases} \sqrt{2}\,U_r \sin\omega t; & 2k\pi + \frac{\pi}{6} + \alpha \leqslant \omega t < 2k\pi + \frac{5\pi}{6} + \alpha \\ \sqrt{2}\,U_r \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); & 2k\pi + \frac{5\pi}{6} + \alpha \leqslant \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} + \alpha \\ \sqrt{2}\,U_r \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right); & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} + \alpha \leqslant \omega t < 2(k+1)\pi + \frac{\pi}{6} + \alpha, \end{cases} \quad (7)$$

și:

$$u_N = \begin{cases} \sqrt{2}\,U_r \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right); & 2k\pi + \frac{\pi}{2} + \alpha \leqslant \omega t < 2k\pi + \frac{7\pi}{6} + \alpha \\ \sqrt{2}\,U_r \sin\omega t; & 2k\pi + \frac{7\pi}{6} + \alpha \leqslant \omega t < 2k\pi + \frac{11\pi}{6} + \alpha \\ \sqrt{2}\,U_r \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); & 2k\pi + \frac{11\pi}{6} + \alpha \leqslant \omega t < 2(k+1)\pi + \frac{\pi}{2} + \alpha. \end{cases} \quad (8)$$

În relațiile (7) și (8), U_r este valoarea efectivă a tensiunii la intrarea redresorului, iar α este unghiul de comandă.

Calculul matricilor de parametri și generarea ecuației de stare se realizează de asemenea prin program, acesta asigurînd și modificarea rezistențelor tiristoarelor în funcție de fazele de lucru ale convertorului. Programul de analiză a regimurilor de funcționare a convertoarelor statice (figura 4), a fost realizat în limbaj BASIC și rulat pe un calculator WANG 2 200.

În continuare se prezintă rezultatele obținute în studierea regimurilor de pornire, lansare și staționare.

Analiza regimului de pornire

Pentru asigurarea comutației tiristoarelor invertorului este necesar ca tensiunea la bornele condensatorului de compensare să fie mai mare ca tensiunea de alimentare (a invertorului). Această condiție nu este îndeplinită la sfîrșitul primei faze de funcționare dacă nu se iau măsuri suplimentare constînd în introducerea unor dispozitive auxiliare sau în preîncărcarea condensatorului. Dintre metodele de pornire cunoscute [13] s-a studiat pornirea cu condensator auxiliar C_p.

Prin regim de pornire s-a denumit, așadar, funcționarea convertorului cu condensatorul de pornire, din momentul punerii în funcțiune pînă în momentul cînd tensiunea pe condensatorul de compensare îndeplinește condiția menționată anterior.

Fazele de funcționare a convertorului pentru regimul de pornire sînt:

- faza A: $T4$, $T5$ deschise; $T1$, $T2$, $T3$, $T6$ blocate;
- faza B: $T3 \ldots T6$ deschise; $T1$, $T2$ blocate;
- faza C: $T3$, $T6$ deschise; $T1$, $T2$, $T4$, $T5$; blocate.

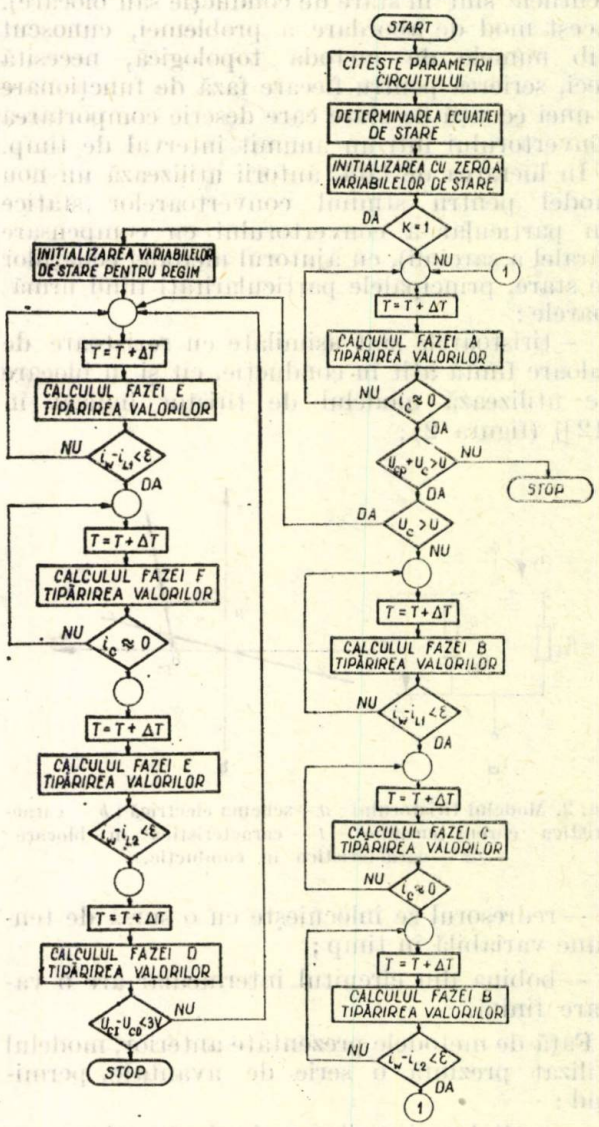


Fig. 4. Schema-bloc a programului de analiză a regimurilor de funcționare pentru convertoare statice cu compensare paralel a sarcinii.

Trecerea de la o fază de funcţionare la alta se face la îndeplinirea următoarelor condiţii:

— $A \rightarrow B$, dacă $i_c(t) = 0$;

— $B \rightarrow C$, dacă curentul invertorului i_w schimbă sensul şi devine egal în valoare absolută cu cel de la începutul acestei etape;

— $C \rightarrow B$, dacă $i_c(t) = 0$;

— $B \rightarrow A$, analog cu $B \rightarrow C$.

Rezolvarea sistemului de ecuaţii şi calculul mărimilor de ieşire se face plecînd de la condiţii iniţiale nule, adică $u_c(0) = 0$ şi $u_{cp}(O) = 0$. Fazele A, B şi C se repetă ciclic (valorile finale ale unei faze sînt luate drept condiţii iniţiale pentru faza următoare) pînă cînd valoarea maximă a tensiunii pe condensatorul de compensare îndeplineşte condiţia:

$$u_{CM}(t) > u(t), \qquad (9)$$

moment în care pornirea se consideră încheiată.

S-au studiat diverse regimuri de pornire a convertorului, modificîndu-se valoarea tensiunii de alimentare şi a capacităţii condensatorului auxiliar de pornire. Variaţia diferitelor mărimi în timpul regimului de pornire este prezentată în figurile 5, 6, 7 şi 8, putînd fi trase următoarele concluzii:

— pornirea trebuie să se facă la tensiuni mici de alimentare pentru limitarea supratensiunilor pe condensatorul de pornire;

— valoarea capacităţii condensatorului de pornire este limitată inferior de supratensiunile ce apar, iar superior de îndeplinirea condiţiei:

$$u_{Cp}(t) + u_C(t) > u(t), \qquad (10)$$

la sfîrşitul primei semiperioade de funcţionare;

— durata regimului de pornire depinde atît de valoarea tensiunii de alimentare, cît şi de capacitatea condensatorului de pornire.

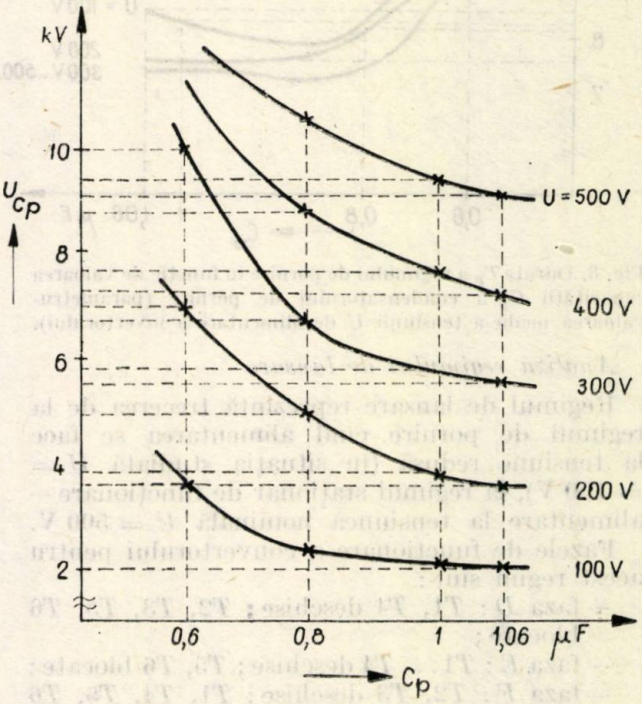


Fig. 7. Valoarea maximă a tensiunii U_{cp} pe condensatorul de pornire în funcţie de valoarea capacităţii C_p a acestuia (parametru valoarea medie a tensiunii U de alimentare a invertorului).

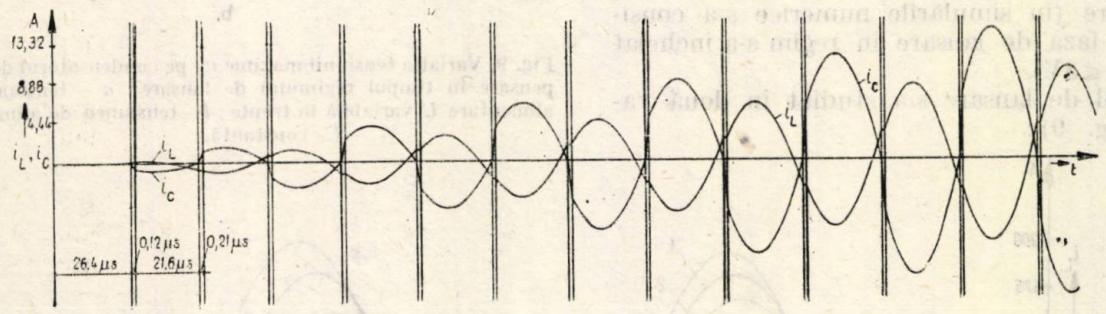


Fig. 5. Variaţia curenţilor i_L de sarcină şi i_C prin condensatorul de compensare, în timpul regimului de pornire.

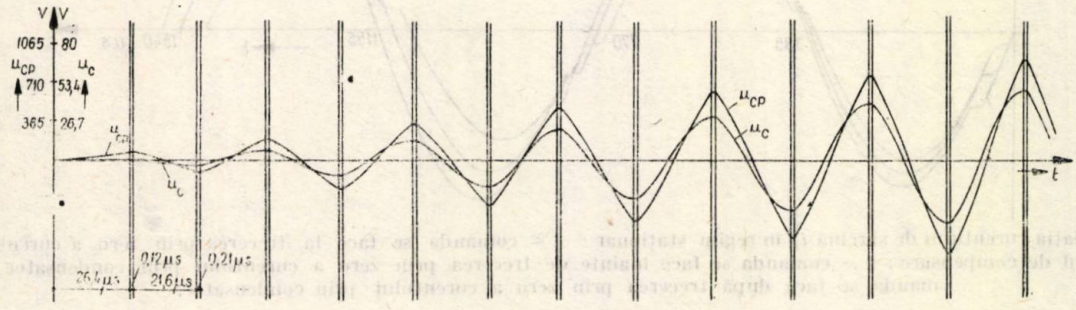


Fig. 6. Variaţia tensiunilor u_{Cp} pe condensatorul de pornire şi u_C pe condensatorul de compensare în timpul regimului de pornire.

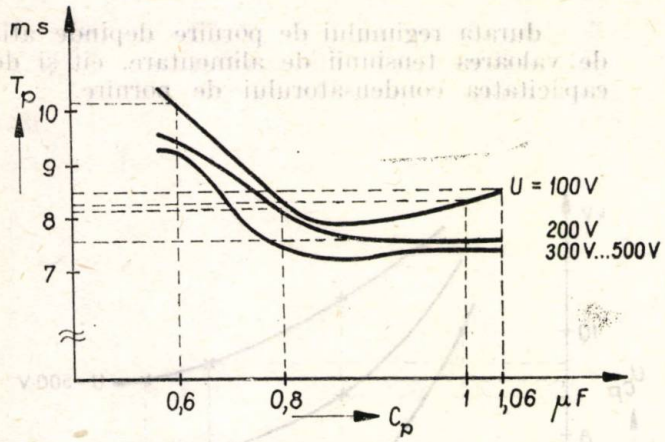


Fig. 8. Durata T_p a regimului de pornire în funcție de valoarea capacității C_p a condensatorului de pornire (parametru-valoarea medie a tensiunii U de alimentare a invertorului).

Analiza regimului de lansare

Regimul de lansare reprezintă trecerea de la regimul de pornire cînd alimentarea se face la tensiune redusă (în situația studiată $U = 100$ V), la regimul staționar de funcționare — alimentare la tensiunea nominală $U = 500$ V.

Fazele de funcționare a convertorului pentru acest regim sînt :

— faza D : $T1$, $T4$ deschise ; $T2$, $T3$, $T5$, $T6$ blocate ;
— faza E : $T1 \ldots T4$ deschise ; $T5$, $T6$ blocate ;
— faza F : $T2$, $T3$ deschise ; $T1$, $T4$, $T5$, $T6$ blocate.

Trecerea de la o fază la alta se face la îndeplinirea acelorași condiții ca și în cazul regimului de pornire. Fazele se repetă ciclic pînă la stabilizarea tensiunii pe condensatorul de compensare (în simulările numerice s-a considerat că faza de lansare în regim s-a încheiat cînd $\Delta u_C \leqslant 3$V).

Regimul de lansare s-a studiat în două variante (fig. 9) :

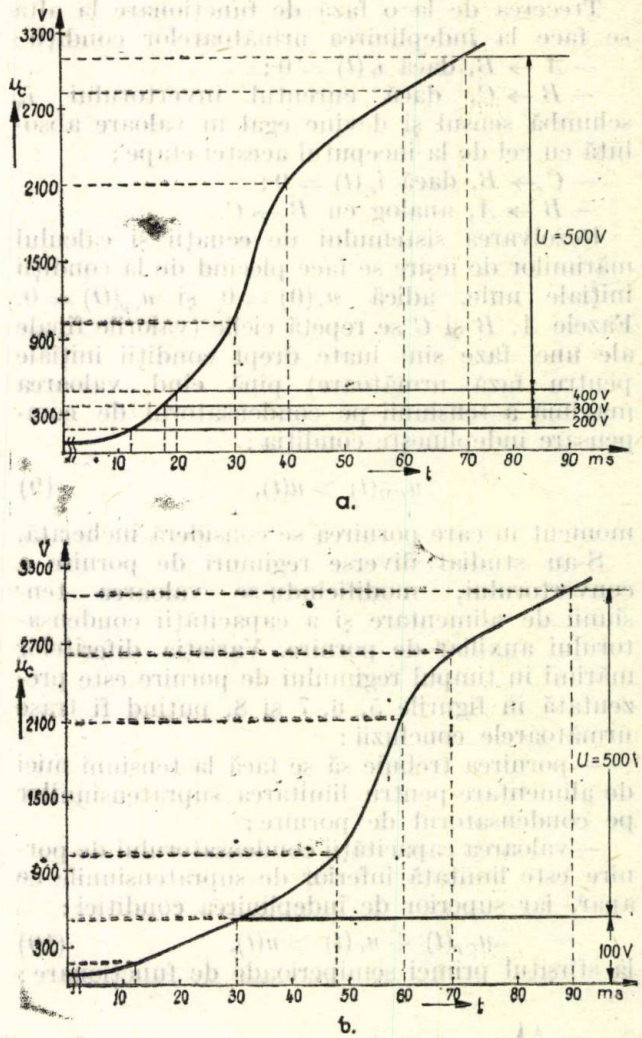


Fig. 9. Variația tensiunii maxime u_C pe condensatorul de compensare în timpul regimului de lansare : a — tensiunea de alimentare U variabilă în trepte ; b — tensiunea de alimentare U constantă.

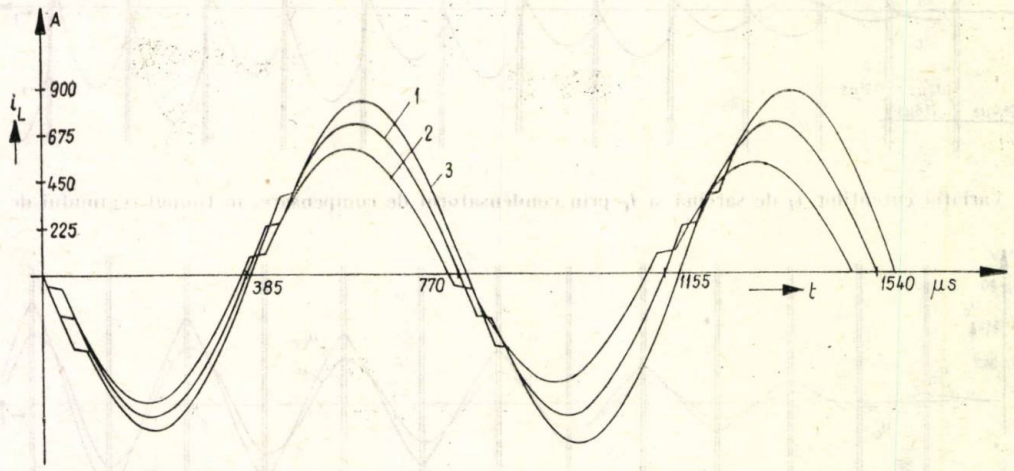


Fig. 10. Variația curentului de sarcină i_L în regim staționar : *1* — comanda se face la trecerea prin zero a curentului prin condensatorul de compensare ; *2* — comanda se face înainte de trecerea prin zero a curentului prin condensator ; *3* — comanda se face după trecerea prin zero a curentului prin condensator.

a — după terminarea pornirii se menține tensiunea de alimentare la valoarea existentă de 100 V, pînă cînd valoarea instantanee a tensiunii pe condensator îndeplinește condiția

$u_C > 200$ V; se mărește tensiunea de alimentare la 200 V (prin modificarea unghiului de comandă α al redresorului), menținîndu-se pînă cînd $u_C > 300$ V. Ciclul se repetă pînă la atingerea tensiunii nominale și stabilizarea tensiunii pe condensatorul de compensare (fig. 9a).

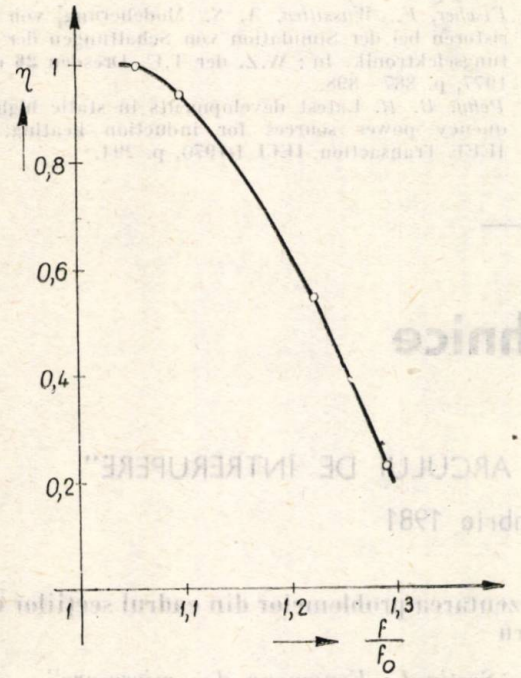


Fig. 11. Randamentul η al convertorului cu compensare paralel a sarcinii funcție de raportul f/f_0 (f — frecvența de lucru; f_0 — frecvența proprie a circuitului oscilant de sarcină).

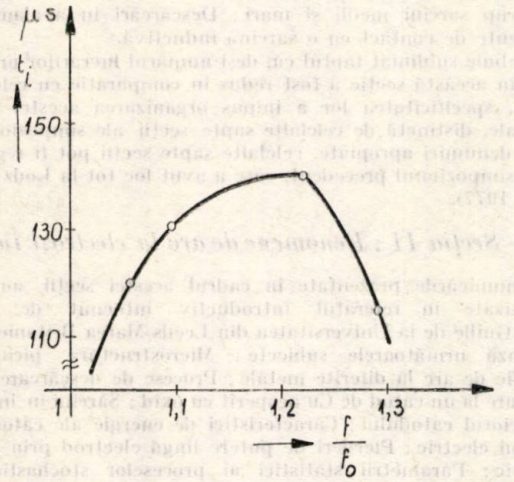


Fig. 12. Timpul de polarizare inversă t_i a tiristoarelor invertorului funcție de raportul f/f_0.

b — după terminarea pornirii se menține tensiunea de alimentare la valoarea existentă pînă cînd $u_C > 500$ V; se mărește tensiunea de alimentare la 500 V și se așteaptă stabilizarea tensiunii pe condensatorul de compensare (fig. 9b).

Comparînd rezultatele obținute, se observă că varianta alimentării cu tensiune variabilă în trepte reduce durata regimului de lansare.

Analiza regimului staționar

Fazele de funcționare pentru acest regim sînt identice cu cele de la regimul de lansare. S-a urmărit, în principal, transferul de putere de la alimentare la sarcină prin analiza variației randamentului convertorului în funcție de modificarea frecvenței de lucru; variația frecvenței se realizează prin schimbarea momentului în care se dau impulsuri de comandă tiristoarelor blocate. S-a studiat, de asemenea, variația timpului de polarizare inversă a tiristoarelor invertorului în funcție de frecvență. Rezultatele sînt prezentate în figurile 10, 11 și 12.

Din figura 10 se vede că odată cu creșterea raportului f/f_0 are loc o scădere accentuată a curentului prin sarcină i_L, în condițiile menținerii constante a tensiunii de alimentare. Această variație explică micșorarea randamentului convertorului odată cu creșterea frecvenței de lucru — figura 11 și impune limitarea acesteia la o valoare care să conducă la obținerea randamentului maxim, fără însă ca timpul de polarizare inversă să scadă sub valoarea minimă necesară (fig. 12).

Frecvența de lucru a convertoarelor statice cu compensare paralel a sarcinii este deci limitată inferior de timpul de polarizare inversă cerut de tiristoarele utilizate și superior de scăderea accentuată a randamentului.

3. Concluzii

Studiul convertorului cu compensare paralel a sarcinii, realizat pe baza metodei rezistențelor binare rezolvată pe calculator, permite:

a. Analiza diferitelor regimuri de funcționare ale convertoarelor statice de frecvență și influența diverșilor parametri asupra performanțelor realizate; modelul poate fi adoptat pentru orice configurație a circuitului de forță sau sarcină.

b. Luarea în considerație a neliniarităților parametrilor circuitului și variațiile în timp ale diferitelor mărimi.

c. Alegerea valorilor optime din punct de vedere tehnico-economic pentru elementele circuitului.

d. Analiza funcționării convertorului în orice etapă, dacă se precizează condițiile inițiale corespunzătoare.

Bibliografie

[1] *Sundberg, Y.* Static frequency convertors for induction melting and heating. In: ASEA Journal, vol. 47, nr. 1, 1974, p. 9–16.

[2] *Matthes, H. G.* Der statische Frequ nz-Umrichter zum Einsatz der industriellen Elektrowärme. In: Elektrowärme International, nr. 3, 1977, p. 159–166.

[3] *Conrad, H.* Aktuelle Probleme der Leistungselektronik. In : Elektrie **33**, nr. 3, 1979, p. 121—125.

[4] *Chindriş, M.* Stadiul actual şi perspectivele de utilizare a convertoarelor statice de medie frecvenţă. Referat de doctorat Cluj-Napoca, 1981.

[5] *Revankar, G. N., Gadag, S. A.* Analysis of high frequency inverter circuit. In : IEEE Trans. vol. **IECI-20**, nr. 3, 1973, p. 178—182.

[6] *Ludu, N.* Solicitările dinamice ale tiristoarelor la invertorul în punte cu sarcină rezonantă. In : EEA vol 20, nr. 4, 1976, p. 184—187.

[7] *Chindriş, M.* Invertor cu sarcină RLC serie pentru alimentarea instalaţiilor de încălzire prin inducţie. In : EEA **26**, nr. 2, 1978, p. 70—74.

[8] *Balabanian, N.*, Bickart, T. Teoria modernă a circuitelor. Bucureşti, Edit. tehnică, 1974.

[9] *Kelemen, A., Imecs Maria.* Mutatoare. Bucureşti EDP, 1978.

[10] *Ludu, N., Iordache, M.* Calculul regimurilor tranzitorii din convertorul static de frecvenţă de 500 Hz asistat de calculatorul numeric. In : EEA, **25** nr. 8, 1977 p. 326—329.

[11] *Chindriş, M.* Topological analysis of high-frequency voltage-fed inverter. In Proceedings of the second national conference on electrical drives. Cluj-Napoca, 1980, p. B—89.

[12] *Fischer, F., Wassiliev, A. S.* Modelierung von Thyristoren bei der Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik. In : W.Z. der T.U. Dresden **26** nr. 5, 1977, p. 887—898.

[13] *Pelly, B. R.* Latest developments in static high frequency power sources for induction heating. In : IEEE Transaction, **IECI** 4/1970, p. 294.

Manifestări ştiinţifice şi tehnice

Simpozionul Internaţional „FENOMENELE ARCULUI DE ÎNTRERUPERE"

Lodz/Polonia, septembrie 1981

Prezentare generală

În perioada 22—24 septembrie 1981 a avut loc la Lodz — „Al 4-lea Simpozion Internaţional privind FENOMENELE ARCULUI DE ÎNTRERUPERE", organizat de Institutul de transformatoare, maşini şi aparate electrice al Universităţii tehnice din Lodz, în colaborare cu Asociaţia electricienilor polonezi.

La lucrările simpozionului au participat aproximativ 130 delegaţi din 17 ţări europene şi neeuropene şi au fost prezentate 76 comunicări ştiinţifice, în limbile poloneză, engleză, şi germană. Din partea R.S. România au participat dr. ing. Ion Barbu şi dr. ing. Mimi Sasu de la Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE) — Bucureşti.

Multitudinea temelor abordate a făcut necesară împărţirea lucrărilor simpozionului în 8 secţii :

I — Fenomene de „micro-arc".
II — Fenomene de arc la electrozi în gaz.
III — Arcul în gaz şi ulei.
IV — Stingerea arcului în gaz.
V — Arcul în vid şi stingerea lui.
VI — Diagnoza arcului.
VII — Tensiuni de restabilire.
VIII — Arcul în siguranţe.

Luind în consideraţie numărul mare de contribuţii, timpul limitat, precum şi faptul că marea majoritate a comunicărilor au putut fi tipărite în avans şi difuzate participanţilor, în cadrul celor 8 secţii de lucru ale simpozionului au fost prezentate numai lucrări de sinteză, privind diferitele grupe de comunicări.

În continuarea acestor referate introductive, prezentate de preşedintele fiecărei secţii, s-au prezentat de către autori doar comunicările necuprinse în volumul tipărit, intitulat : „Part I : Conference Materials" şi s-au purtat discuţii asupra lucrărilor. Comunicările necuprinse în primul volum, împreună cu referatele introductive, precum şi cu opiniile participanţilor la discuţiile care au avut loc în cadrul fiecărei secţii de lucru a simpozionului vor fi tipărite în cel de al doilea volum, intitulat : „Part II : Postconference Materials".

Prezentarea problemelor din cadrul secţiilor de lucru

— *Secţia I : Fenomene de „micro-arc"*

În referatul introductiv, prof. Herbert Höft de la Universitatea tehnică din oraşul Karl-Marx/R.D.G. a analizat următoarele lucrări : Descărcări de gaz, limitate în timp şi lungime la procese de întrerupere ; Descărcări în relee reed cînd se întrerup sarcini medii şi mari ; Descărcări în avalanşe în elemente de contact cu o sarcină inductivă.

Trebuie subliniat faptul că, deşi numărul lucrărilor prezentate în această secţie a fost redus în comparaţie cu celelalte secţii, specificitatea lor a impus organizarea acestei secţii speciale, distinctă de celelalte şapte secţii ale simpozionului (sub denumiri apropiate, celelalte şapte secţii pot fi regăsite şi la simpozionul precedent, care a avut loc tot la Lodz — în anul 1977).

— *Secţia II : Fenomene de arc la electrozi în gaz*

Comunicările prezentate în cadrul acestei secţii au fost sintetizate în referatul introductiv întocmit de prof. A.E. Guille de la Universitatea din Leeds/Marea Britanie. Ele tratează următoarele subiecte : Microstructura piciorului catodic de arc la diferite metale ; Procese de descărcare elementare la un catod de Cu acoperit cu oxid ; Sarcini în impuls la piciorul catodului ; Caracteristici de energie ale catodului arcului electric ; Pierderi de putere lîngă electrod prin arcul electric ; Parametrii statistici ai proceselor stochastice la catodul arcului electric ; Condiţii de închidere a contactelor în scurtcircuite ; Contribuţii la explicarea comportamentului de ardere a pieselor pereche nesimetrice de comutaţie AgCdO/AgNi în legătură cu forma jetului de plasmă ; Starea de dezvoltare şi tendinţa de dezvoltare în Energetică.

— *Secţia III : Arcul în gaz şi ulei*

În referatul introductiv prezentat de prof. Boleslaw Bolanowski de la Universitatea tehnică din Lodz, care a fost şi preşedintele Comitetului de organizare a Simpozionului, au fost sintetizate următoarele comunicări : Contribuţii la

discuțiile privind „constanta de timp termică" a arcului electric de întrerupere; Contribuții la calculul pierderilor disipate în modelul „cutie-neagră"; Modelul stochastic al coloanei de arc; Dinamica diametrului conductiv al unui arc de c.a.; Gradientul coloanei arcului care se mișcă în camere de stingere miniaturizate; Mișcarea redusă a arcului între electrozi plați; Calcularea puterii limită termice a întreruptoarelor de putere de înaltă tensiune cu și fără a ține cont de efectul ei reciproc cu rețeaua; Investigarea experimentală a unui arc de întrerupere de joasă tensiune; Proiect pentru calcularea curentului nominal de întrerupere a unei camere de stingere axială cu ulei; Calculul presiunii în camera de stingere a întreruptorului cu ulei; Scurtcircuite cu arc la principalele căi ale tabloului de distribuție; Arcul în cazul defectului kilometric în rețele de medie tensiune; Participarea materialelor de contact în fenomenele care însoțesc descompunerea SF_6 prin arc electric.

— *Secția IV: Stingerea arcului în gaz*

Ținînd seama de tematica abordată de autorii comunicărilor de la această secție, lucrările au fost împărțite în două grupe.

Prima grupă de lucrări a fost analizată în referatul introductiv prezentat de prof. Werner Rieder de la Universitatea tehnică din Viena, specialist de renume mondial în domeniul fizicii arcului electric. Conform sistematizării profesorului Rieder, comunicările care tratează întreruperea curentului în aer au fost clasificate în două categorii:

1. Întreruperea curentului continuu:

1.1. Întreruperea c.c. de JT, ca de exemplu lucrarea intitulată „Sistem de stingere a arcului de curent continuu";

1.2. Întreruperea c.c. de IT, exemplificată prin lucrarea „Fenomene de comutație și capacitatea de întrerupere a unui întreruptor de c.c. utilizînd o rezonanță produsă de caracteristica negativă a arcului";

2. Întreruperea curentului alternativ:

2.1. Întreruperea c.a. de JT, categorie în care au fost incluse următoarele titluri: Formarea stratului catodic în canalul post-arc; Reaprinderei electrice ale unui arc scurt de c.a. la presiuni sub 1013 hPa; Efectul vitezei de creștere a tensiunii de încercare asupra tensiunii de restabilire; Legătura între energia arcului și limitarea vitezei de restabilire la întreruperea sincronă în rețele de joasă tensiune;

2.2. Întreruperea c.a. de IT, exemplificată prin lucrarea „Modele matematice ale arcului, un mod de abordare a problemei reaprinderii prin metoda Liapunov".

O a treia categorie tematică a fost intitulată: „Fenomene de suflaj magnetic". Referindu-se la utilizarea cîmpurilor magnetice pentru deplasarea arcului, atît în întreruptoare de c.c., cît și în întreruptoare de c.a. de joasă și medie tensiune, vorbitorul a menționat cercetările în acest domeniu efectuate la Universitatea tehnică din Braunschweig, incluzînd și comunicarea „Expansiunea și ruperea arcului în sistemul de stintere".

După referatul introductiv al prof. W. Rieder, a fost prezentată lucrarea „Investigații teoretice asupra arcului electric de întrerupere și a interacțiunii arc-rețea lîngă zeroul curentului", autor M. Sasu de la ICPE— București.

A doua grupă de lucrări din cadrul secției IV a inclus comunicări care tratează întreruperea curentului în întreruptoare avînd ca mediu de stingere a arcului hexafluorura de sulf sau amestecuri de gaze. În acest context menționăm lucrările unor specialiști japonezi, intitulate: Asupra granței dintre regiunea de avarie termică și dielectrică într-un întreruptor model cu SF_6; Capacitatea de întrerupere a amestecurilor de gaze SF_6-N_2 și SF_6-CF_4 în întreruptoare cu suflaj de gaz de tip puffer; Aplicarea calculului teoretic pentru creșterea presiunii de autocompresie în amestecurile gazoase din întreruptoarele cu suflaj de gaz de tip puffer — precum și următoarele lucrări: Întreruptor cu SF_6 cu autosuflaj tip HB; Obturarea duzei și efectul ei asupra regiunii zeroului curentului; Efectul proprietăților gazului asupra comportării arcului de întrerupere în regiunea curentului zero; Modelarea matematică a diferitelor cazuri de întrerupere la întreruptoarele de înaltă tensiune și mare putere — aparținînd unor specialiști din Elveția, Marea Britanie, Cehoslovacia și RDG.

— *Secția V: Arcul în vid și stingerea lui*

Referatul introductiv a fost prezentat de prof. Czeslaw Krolikowski de la Universitatea tehnică din Poznan, care a analizat următoarele lucrări: Asupra constantei de timp și mișcării petei catodice a arcului în vid; Caracteristicile de bază ale electrodului în cîmp magnetic axial pentru întreruptoare cu vid; Întreruperea curenților înalți cu ajutorul electrozilor cu curenți de smulgere mici într-un întreruptor de vid; Stingerea arcului electric după străpungeri în camere de stingere în vid; Interacțiunea dintre circuitul de deconectare și descărcările electrice în timpul stingerii arcului electric în vid.

— *Secția VI: Diagnoza arcului*

Lucrările sintetizate în referatul introductiv prezentat de prof. Zbiegniew Ciok de la Universitatea tehnică din Varșovia tratează următoarele subiecte: Măsurători de temperatură ale unui arc electric în SF_6; Aplicarea echidensitometriei la evaluarea înregistrării pe film a unui arc de întrerupere în SF_6; Cercetarea arcului electric suflat, cu ajutorul aparatului Schlieren; Procedee noi pentru măsurarea mărimilor caracteristice ale arcurilor electrice de întrerupere cu suflaj în SF_6.

— *Secția VII: Tensiuni de restabilire*

În referatul introductiv prezentat la această secție, prof. Antoni Roguski de la Universitatea tehnică din Varșovia a făcut o sistematizare a problemelor legate de tensiunile de restabilire, împărțindu-le în trei grupe:

1. Analiza formelor tensiunilor de restabilire în rețele;
2. Analiza și selectarea tensiunilor de restabilire de încercare în stațiile de încercări la scurtcircuit;
3. Investigări în condiții de întrerupere nestandardizate, alte scurtcir uite etc.

Analizînd comparativ cele cinci comunicări ale participanților la această secție și anume: Supratensiuni la acționarea separatoarelor din instalațiile de comutație izolate cu SF_6 și capsulate în metal; Eliminarea supratensiunilor tranzitorii la deconectarea sistemelor de putere printr-un descărcător cu oxid de zinc; Influența mediului gazos asupra proprietăților de descărcare ale unui descărcător-protector la supratensiuni; Întreruperea unui circuit de curent alternativ conținînd elemente metalice nemagnetice; Mecanism de reaprindere repetată la întreruptoare cu SF_6 la întreruperea unor curenți inductivi mici — prof. Roguski a arătat că ele se încadrează în cele trei grupe de probleme menționate mai înainte.

— *Secția VIII: Arcul în siguranțe*

Contribuțiile prezentate la această secție au fost analizate în referatul introductiv prezentat de prof. Tadeus Lipski de la Universitatea tehnică din Lodz. În funcție de subiectele tratate de autorii comunicărilor, acestea au fost sistematizate în patru grupe:

1. Dinamica arcului. În această grupă au fost incluse următoarele lucrări: Comportarea dinamică a arcului în siguranțe; Calculul parametrilor de tranziție în siguranțele limitatoare de curent; O încercare de investigare a presiunii dinamice în siguranțe cu mare capacitate de rupere; Întreruperea suprasarcinilor cu elemente fuzibile cu strat de bobinaj; Distrugerea bobinelor la întreruperea curenților tari; Influența preîncărcării asupra performanței siguranțelor.

2. Siguranțe cu arc elicoidal — grupă în care au fost incluse lucrările: Cîteva caracteristici ale arcului elicoidal acționat electromagnetic; Încercare de modelare a aparatajului de comutație de înaltă tensiune cu arc de stingere elicoidal.

3. Îmbătrînire. În această grupă au fost cuprinse lucrările: Criterii de dimensionare a siguranțelor cu efect M; Îmbătrînirea în siguranțe cu efect M.

4. Diverse :

4.1. Efecte peliculare şi de proximitate — ca de exemplu lucrarea : Efecte peliculare şi de proximitate în elemente fuzibile semiconductoare ;

4.2. Întreruperea supracurenţilor mici — exemplificată prin lucrarea : Realizarea întreruperii supracurenţilor mici cu siguranţe limitatoare de curent de înaltă tensiune ;

4.3. Coordonarea întreruptoarelor cu siguranţe separate — ca de exemplu lucrarea : Asupra coordonării întreruptoarelor de JT cu siguranţe separate asociate în acelaşi circuit.

În completarea referatului introductiv, vorbitorul a făcut o prezentare succintă a lucrării : „Asupra fenomenelor în arcul electric din siguranţe şi influenţa lor asupra valorilor. I^2t de pre-arc şi arc", autor I. Barbu de la ICPE—Bucureştil

În încheiere, prof. T. Lipski a menţionat că lucrările prezentate în secţia VIII au permis efectuarea unui pas înainte spre o înţelegere mai bună a siguranţelor şi încă o privire asupra unor relaţii de bază pentru calculul complet al unei siguranţe optimale în condiţii de regim nominal. Dar, citîndu-l pe Prof. Lipski, „se pare că va curge încă destulă apă pe Vistula pînă se va ajunge la această situaţie, dacă se va ajunge vreodată".

Concluzii

Lucrările celui de „Al 4-lea Simpozion Internaţional privind FENOMENELE ARCULUI DE ÎNTRERUPERE au prilejuit prezentarea şi discutarea unor investigaţii noi cu caracter teoretic şi experimental în domeniul fenomenologiei arcului electric şi al aparatajului de comutaţie şi de protecţie, o confruntare de opinii ale unui număr mare de specialişti din diferite ţări, dedicată arcului electric în întreruptoare şi în siguranţe şi stingerii lui.

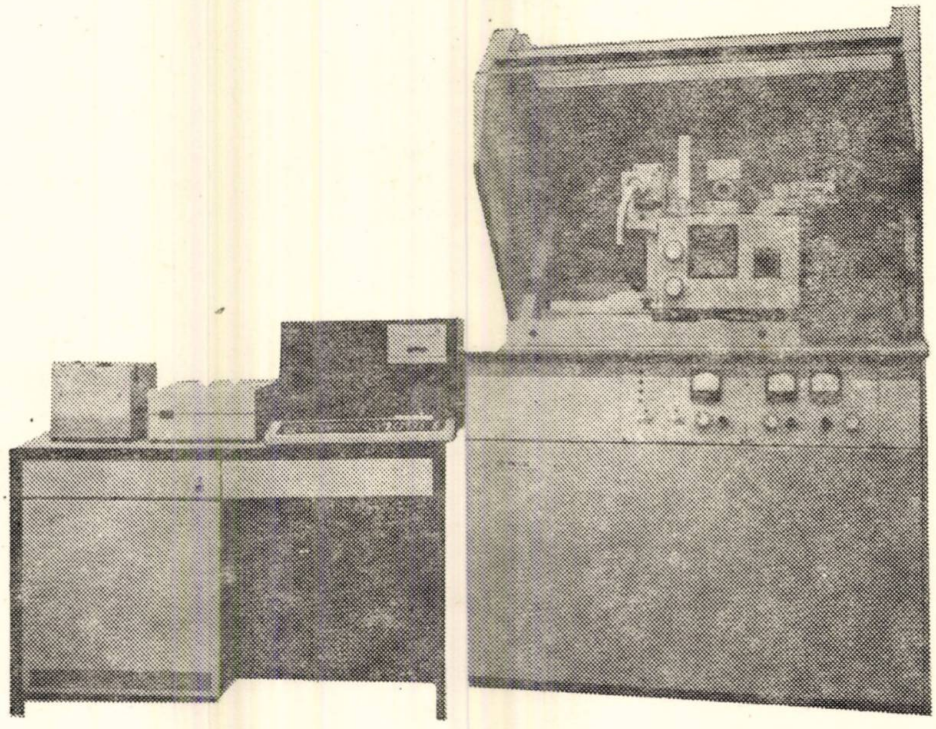
Trebuie menţionate eforturile meritorii depuse de organizatorii acestui simpozion internaţional pentru a asigura o traducere simultană, în cele trei limbi oficiale ale simpozionului (poloneză, engleză şi germană), a referatelor prezentate şi a discuţiilor purtate de participanţi.

În încheiere, doresc să subliniez deosebit de buna organizare a tuturor acţiunilor prilejuite de această manifestare ştiinţifică de mare prestigiu, precum şi ospitalitatea cu care gazdele poloneze i-au înconjurat pe oaspeţii străini.

Dr. ing. **Mimi Sasu**

Un nou difractometru
cu raze X automatizat
de uz general

DRON-UM 1



— vastă gamă de analize structurale cu raze X a materialelor cristaline din diferite domenii ale ştiinţei şi tehnicii
— măsurarea unghiurilor de difracţie cu mare precizie
— echipament auxiliar care dă posibilitatea efectuării cercetărilor în condiţii de temperatură înaltă şi joasă sub unghiurile mici.

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya 121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85 Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

1982 NOV 1 9

E 2040/1

Viktor

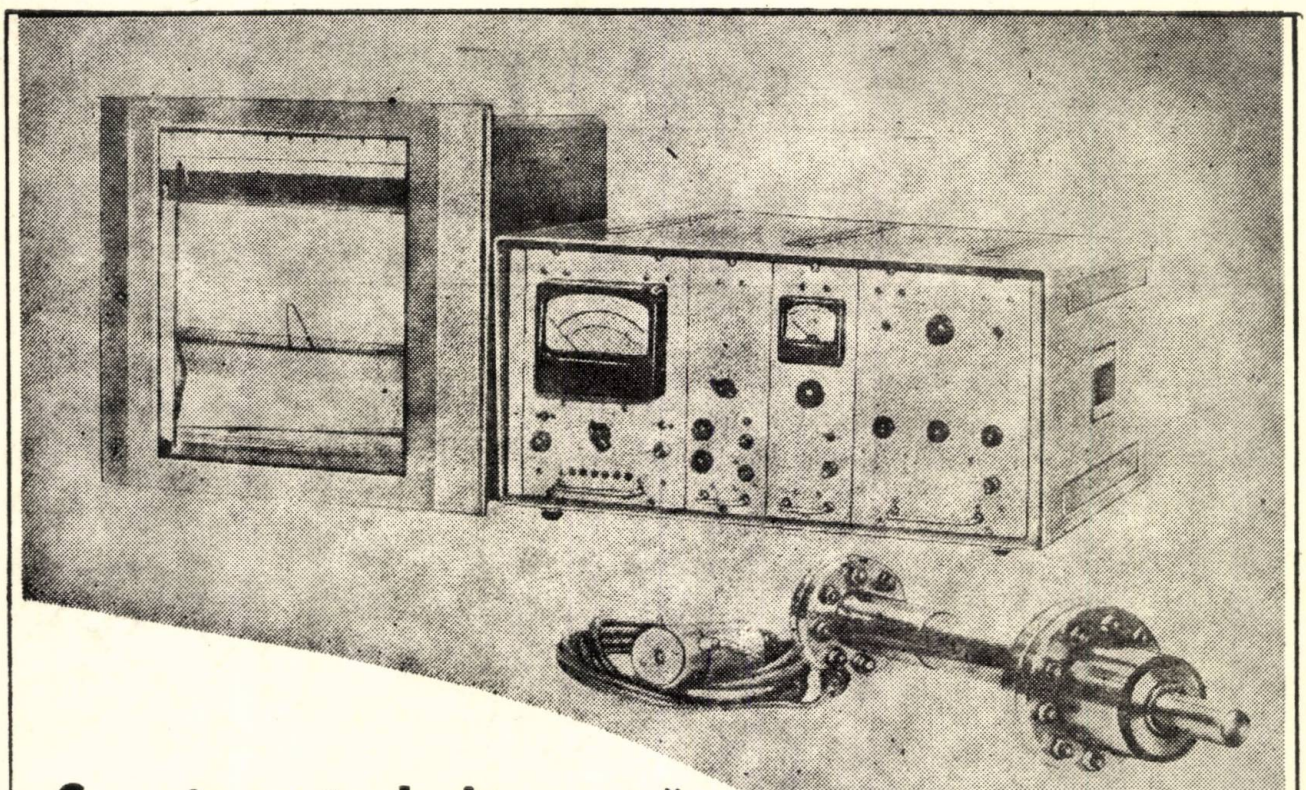
REFERALVA

R

59

Electrotehnica
Electronica
Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 5 • IULIE 1982



Spectometrul de masă MKh-7303:

analiza calitativă a gazelor reziduale în sistemele cu vid

MKh—7303 permite :

— controlul stării mediului în decursul operațiilor tehnologice sub vid ;
— studiul caracteristicilor sistemelor de pompare pentru fiecare constituant gazos ;
— localizarea pierderilor prin microneetanșeitate sub vid avansar și foarte avansat.

Caracteristici tehnice principale:

Gama de lucru, uma	1 la 400
Puterea de rezolvare, intensitatea razelor spectrale fiind de 50%, $M/\Delta M$	= 1 M
Sensibilitatea în argon, A/Pa	10^{-3}
Reproductibilitatea de citire, %	+ 2,5

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85
Telex : 411328 TSE—SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 5 iulie 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.315.72 : 621.369

METODA ELEMENTELOR FINITE
CÎMP ELECTROMAGNETIC

Nicolaide, A. : **Utilizarea metodei elementelor finite cu realizarea automată a conexiunilor reţelei pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 173

Se prezintă o metodă relativ simplă pentru a realiza automat conexiunile unei reţele de elemente triunghiulare, corelat cu rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic bidimensionale în regim staţionar. Se dau părţile mai importante ale programului şi un exemplu de analiză a unui cîmp electric pentru condiţii de frontieră de specia întîi respectiv de specie mixtă.

CZ 621.396.6

CIRCUIT ELECTRIC NERECIPROC
FUNCŢII DE TRANSFER

Preda, M. ş.a. : **Determinarea schemelor echivalente ale circuitelor electrice nereciproce.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 183

Se prezintă un procedeu de determinare a schemelor echivalente şi a parametrilor acestora pentru circuite electrice nereciproce. Se dau exemple de utilizare a schemelor echivalente produse.

CZ 621.396.6 : 512.831

CIRCUIT ELECTRIC NERECIPROC
MATRICE DE INCIDENŢĂ
ELEMENTE ÎN EXCES

Iordache, M. : **Utilizarea unei tehnici de calcul cu matrice rare în determinarea arborelui normal comun şi a matricelor incidenţelor esenţiale într-un circuit electric nereciproc, metodă ce utilizează o tehnică de calcul cu matrice rare în sensul că pentru descrierea celor două grafe (de curent G^I şi de tensiune G^U) se foloseşte o matrice formată din patru linii şi l coloane (l fiind numărul de laturi ale celor două grafuri) numite — matrice de descriere (*MD*).**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 189

Lucrarea expune o metodă originală de determinare a arborelui normal comun şi al matricelor incidenţelor esenţiale într-un circuit electric nereciproc, metodă ce utilizează o tehnică de calcul cu matrice rare în sensul că pentru descrierea celor două grafe (de curent G^I şi de tensiune G^U) se foloseşte o matrice formată din patru linii şi l coloane (l fiind numărul de laturi ale celor două grafuri) numite — matrice de descriere (*MD*).

CZ 621.3.042. : 518.12 : 621.318.2.

MAGNEŢI PERMANENŢI
CIRCUITE MAGNETICE
METODE NUMERICE CALCUL CÎMP

Soran, I. F., Soran, R. M. : **Calculul numeric al permeanţelor unui circuit magnetic cu magnet permanent de secţiune dreptunghiulară.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 195

Pornind de la un model plan-paralel, corespunzător unui magnet permanent de secţiune dreptunghiulară, înconjurat de o cămaşă feromagnetică, situată la distanţă dată faţă de magnet, se calulează numeric permeanţele căilor pe care se poate închide fluxul produs. Problema de cîmp este rezolvată prin metoda elementelor finite. Se dă sub formă tabegară şi grafică dependenţa permeanţelor definite faţă de leometria configuraţiei.

CZ 621.315.72 : 621.369

CÎMP ELECTROSTATIC
METODA ELEMENTELOR FINITE

Cârstea, I. T. : **Calculul cîmpului electrostatic prin metoda elementelor finite.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5 iulie 1982, p. 204

Se abordează soluţionarea numerică a problemelor de cîmp electric prin metoda elementelor finite, procedeu superior celor clasice atît datorită vitezei bune de convergenţă, cît şi a facilităţilor de utilizare pentru medii omogene şi anizotrope.

CZ 621.313.333

MAŞINI LINIARE DE INDUCŢIE
MERS SINCRON

Coroescu, T., Szabo, C. : **Mersul sincron la maşini electrice liniare de inducţie.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 208

În lucrare se propune şi se analizează o instalaţie cu mers sincron folosind pentru acţionare maşini electrice liniare de inducţie, mersul sincron se realizează cu utilizarea maşinilor de egalizare.

CZ 621.313.333 : 621.314.26

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ
MOTOARE ASINCRONE
VITEZA VARIABILĂ

Suceveanu, I. D. : **Acţionarea cu viteză variabilă cu motoare asincrone în industria chimică.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, iulie 1982, p. 211

Lucrarea prezintă diverse variante constructive de convertizoare statice de frecvenţă inclusiv sistemele de comandă şi reglare ale acestora, accentuînd pe acelea cu aplicaţii directe în industria chimică.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.315.72 : 621.369

МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Николаиде, А.: **Использование метода конечных элементов с автоматическом осуществлением связей сети для решения задач.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 173

Представляется относительно простой метод для автоматического осуществления связей сети треугольных элементов, метод связанный с решением задач двухмерного электромагнитного поля в стационарном режиме.

Даются главные части программы и пример анализа одного электрического поля для граничных условий первого и смешанного рода.

УДК 621.396.6

НЕВЗАИМНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ

Преда, М. и др.: **Определение эквивалентных схем для невзаимных электрических цепей.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 183

Представляется способ определения эквивалентных схем и их параметров для невзаимных электрических цепей.

Даются параметры применения полученных эквивалентных схем.

УДК 621.396.6 : 512.831

НЕВЗАИМНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ
МАТРИЦА ИНЦИТДЕНТНОСТИ
ИЗВЫТОЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Иордаке, М.: **Использование вычислительной техники с редкими матрицами в определении общего нормального дерева и матриц основных инцидентностей.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 189

В работе представлен оригинальный метод определения общего нормального дерева и матриц основных инцедентностей в невзаимной электрической цепи, метод, использующий вычислительную технику с редкими матрицами в том смысле, что для описания этих двух графов (тока G^I и напряжения G^U) используется матрица, составленная из четырех рядов и l столбца (l обозначает число сторон этих двух графов), называемая — описательная матрица (MD).

УДК 621.3.042 : 518.12 : 621.318.2

ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ
МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ, РАСЧЁТ ПОЛЯ

Соран, И. Ф., Соран, Р. М.: **Расчёт при помощи ЭВМ проводимости магнитной цепи с постоянным магнитом прямоугольного сечения.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 195

Исходя из плоскопараллелной модели, соответствующей постоянному магниту прямоугольного сечения, окруженному ферромагнитной оболочкой, расположенной от магнита на заданном расстоянии, вычисляется с помощью ЭВМ проводимости путей, по которым возможно замыкание полученного потока. Вопрос поля разрешен методом конечных элементов. В форме таблиц и графиков представляется зависимость определенных проводимость от геометрии конфигурации.

УДК 621.315.72 : 621.369

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЕ ПОЛЕ
МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Кырстя, И. Т.: **Расчет электростатического поля методом конечных элементов.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 204

Рассматривается решение с помощью ЭВМ вопросов электрического поля методом конечных элементов, решение более совершенное по сравнению с классическими благодаря, с одной стороны, оптимальной скорости конвергенции, с другой стороны, доступности применения для омогенной и анизотропной среды.

УДК 621.313.333

ЛИНЕЙНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ МАШИНЫ
СИНХРОННЫЙ ХОД

Короеску, Т., Сзабо, К.: **Синхронный ход в электрических линейных индукционных машинах.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 208

В работе предлагается и анализируется установка с синхронным ходом с использованием для привода линейных электрических индукционных машин. Синхронный ход осуществляется использованием уравнительных машин.

УДК 621.313.333 : 621.314.26

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННАЯ СКОРОСТЬ

Сучевяну, И. Д.: **Привод с переменной скоростью асинхронными двигателями в химической промышленности.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 5, июль 1982, стр. 211

В работе представлены различные конструктивные варианты статических преобразователей частоты, включая системы их управления и регулировки, уделяя особое внимание вариантам для непосредственного применения в химической промышленности.

INHALT

DK 621.315.72 : 621.369

METHODE DER FINITEN ELEMENTEN
ELEKTROMAGNETISCHE FELD

Nicolaide, A. : **Anwendung der Methode der finiten Elementen mit automatische Erzeugung der Verbindungen des Netzes zur Lösung von Problemen des elektromagnetischen Feldes.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, Juli 1982, S. 173

Es wurde ein relativ einfaches Verfahren dargestellt, um eine automatische Erzeugung der Verbindungen eines Netzes aus dreieckingen Elementen, zusammen mit der Lösung von zwei dimensionalen Feldproblemen im stationären Zustand zu erhalten. Gleichzeitig wurden die wichtigsten Teile des Rechenprogramms vorgeführt und ein Beispiel für die Analyse eines elektrischen Felds für Randwertaufgaben erster und gemischter Art gegeben.

CZ 621.396.6

NICHTREZIPROKER ELEKTRISCHER KREISLAUF
UBERGANGSFUNKTIONEN

Preda, M. u.a. : **Bestimmung der Ersatzschltungen bei nichtreziproke elektrische Kreisläufe.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 183

Der Artikel stellt ein Bestimmungsvorgang der Erscatzschaltungen und dessen Grössen für nichtreziproke elektrische Kreisläufe dar.

Es werden Anwendungsbeispiele der hergestellten Ersatz schaltungen dargelegt.

CZ 621.396.6 : 512.831

NICHTREZIPROKER ELEKTRISCHER KREISLAUF
EINFALLMATRIX
ÜBERTREFFELEMENTE

Iordache, M. : **Die Verwendung einer Berechnungstechnik als seltene Matrix in der Bestimmung der normalen gemeinsamen Welle und der bedeutstensten Einfallmatrix.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 189

Die Arbeit stellt eine originelle Bestimmungsmethode der normalen gemeinsamen Welle und der bedeutensten Einfalmatrix in einem nichtreziproken, elektrischen Kreislauf dar, Metode die eine Berechnungstechnik mit seltenen Matrix verwendet, im Sinne dass man für die Beschreibung beiden Grapen (von Strom G^I und Spannung G^U) eine Matrix verwendet, die aus 4 Linien und l Kolone besteht (l bedeutet die Zahl der beiden Grapenseiten), die man Beschreibungsmatrix (MB) nennt.

CZ 621.3.042 : 518.12 : 621.318.2

DAUERMAGNETEN
MAGNETISCHE KREISLÄUFE
RECHNERMETHODE BERECHNUNG FELD

Soran, I. F., Soran, R. M. : **Zahlenmässige Berechnung der Leitfähigkeit eines magnetischen Kreislaufes mit Dauermagnet von rechwinkligen Querschnitt.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 195

Anhand eines Modells vom parallelem Plan, das einem Dauermagnet von rechtwinkligen Querschnitt gleicht und das von einem ferromagnetischem Hemd, umgeben ist das in einem bestimmten Abstand vom Magnet liegt, werden zahlenmässig die Leitfähigkeitmagnetishewege, in denen sich der Ergebnissfluss schliesst, berechnet.

Das Feldproblem löst man mit Hilfe der Metode der Endelemente. Die Leitfähigkeitabhängigkeit im Vergleich zu der Geometrieanordnung wird in Form von Tabellen und Schemen dargestellt.

CZ 621.315.72 : 621.369

ELEKTROSTATISCHES FELD
DIE ENDELEMENTENMETHODE

Cârstea, I. T. : **Die Berechnung des elektrostatischen Feldes mit Hilfe der Endelementenmethode.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 204

Es werden die zahlenmässigen Lösungen der Probleme bezüglich des elektrischen Feldes mit Hilfe der Endelementenmethode dargestellt, ein spezialisierter Vorgang in Vergleich zu den klassischen sowohl wegen der guten Konvergenzgeschwindigkeit als auch der Anwedungsermöglichung für homogene und anisotrope Medien.

CZ 621.313.333

LINIARE INDUKTIONSMASCHINEN
SYNCHRONGANG

Coroescu, T., Szabo, C. : **Der Synchrongang bei elektrisch-liniare Induktionsmaschinen.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 208

Die Arbeit stellt dar und analysiert eine Anlage mit Synchrongang für den Betrieb der elektrisch-liniaren Induktionsmaschinen, der Synchrongang wird mit Hilfe der Anwendung der Gleichmaschinen hergestellt.

CZ 621.313.333 : 621.314.26

STATISCHER UMRICHTER
ASYNCHRONMOTOREN
VARIABLE GESCHWINDIGKEIT

Suceveanu, I. D. : **Der Betrieb mit variabler Geschwindigkeit mit Asynchronmotoren in der Chemieindustrie.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 5, Juli 1982, S. 211

Die Arbeit stellt sowohl verschiedene konstruktive Varianten von statischen umrichter als auch Steuer – und Regezungssysteme dar wobei man sich direkt auf diejenigen belicht, die in der Chemieindustrie verwendet werden.

CONTENT

DC 621.315.72 : 621.369

THE FINITE ELEMENT METHOD
ELECTROMAGNETIC FIELD

Nicolaide, A. : **Application of the finite element method with automatic generation of the connections of the mesh for solving electromagnetic field problems.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 173

The paper presents a relatively simple procedure for performing automatically the connections of a mesh of triangular elements correlated with the solution for two-dimensional field problems for stationary conditions. The most important parts of the program and an example of the analysis of an electric field for boundary conditions of the first and mixed kinds.

DC 621.396.6

ELECTRIC UNRECIPROCAL CIRCUITS
TRANSFER FUNCTIONS

Preda, M. : **Equivalent schemes determination in unreciprocal electric circuits.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 183

A method for equivalent schemes determination is presented with their parameters for unreciprocal electric circuits. Examples are shown for the use of equivalent schemes.

DC 621.396.6 : 512.831

UNRECIPROCAL ELECTRIC CIRCUIT
INCIDENTAL MATRIX
ELEMENTS – IN EXCESS

Iordache, M. : **The use of a calculating method as a rare matrix in the normal, common beam and the essential incidental matrices.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 189

The paper shows an original method for the normal, common beam determination and for the essential incidental matrices, in an unreciprocal electrical circuit, metod using a computing technique with rare matrices, so that for the two graphs description (of current G^I and voltage G^U) a matrix is used made of four lines and l column (l is the sides' number in the two graphs) – called descriptive matrices (MD).

DC 621.3.042 : 518.12 : 621.318.2

PERMANENT MAGNETS
MAGNETIC CIRCUITS
DIGITAL METHODS FOR FIELD CALCULATION

Soran, I.T., Soran, R.M. : **The digital calculation of a magnetic circuit permeances with a permanent magnet of a rectangular section.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 195

Beginning with a plane-parallel model corresponding to a rectangular section permanent magnet sorrounded by a ferromagnetic coating with equal distance to the magnet, a digital calculation of the paths permeances by which the produced flux can be blocked is achieved.

The field problem is solved by the finite elements method. The dependence of defined permeances to the configuration geometry is given in a table and graph like form.

DC 621.315.72 : 621.369

ELECTROSTATIC FIELD
FINITE ELEMENTS METHOD

Cârstea, I. T.: **Determination of electrostatic field by the finite elements method.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 204

The digital determination of the electric field problems by the finite elements method is presented as a superior method due to the good convergence speed and to the using facilities for homogeneous and anisotrope media.

DC 621.313.333

LINEAR INDUCTION MOTORS
SYNCHRONOUS RUNNING

Coroescu, T., Szabo, C.: **Synchronous running in the induction linear electric motors.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 208

The paper proposes and analyses an installation for synchronous running using induction linear electric motors, the synchronous running being achieved by equalizing motors.

DC 621.313.333 : 621.314.26

FREQUENCY STATIC CONVERTERS
ASYNCHRONOUS MOTORS
VARIABLE SPEED

Suceveanu, I. D.: **Variable speed driving with asynchronous motors in the chemical industry.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, July 1982, p. 211

The papers presents several constructive types of frequency static converters inclusing their control and command systemes, stress being laid on their applications in the chemical industry.

SOMMAIRE

CD 621.315.72 : 621.369

MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIES
CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Nicolaide, A.: **Utilisation de la méthode des éléments finies avec réalisation automatique des connexions du réseau pour résoudre des problèmes de champ électromagnétique.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 173

On présente un procédé rélativement simple pour la réalisation automatique des connexions d'un réseau d'élements triangulaires en correlation avec la résolution des problèmes bidimensionels en régime stationnaire.

On donne les parties les plus importantes du programme de calcul et un exemple d'analyse d'un champ électrique pour conditions de frontière de première espèce et d'espèce mixte.

CD 621.396.6

CIRCUIT ÉLECTRIQUE NON-RÉCIPROQUE
FONCTIONS DE TRANSFERT

Preda, M.: **Détermination des schémas équivalents des circuits électriques non-réciproques.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 183

On présente un procédé de détermination des schémas équivalents et de leurs paramètres pour les circuits électriques non-réciproques. On expose des exemples, en vue de l'emploi de schémas équivalents produits.

CD 621.396.6 : 512.831

CIRCUIT ÉLECTRIQUE NON-RÉCIPROQUE
MATRICE D'INCIDENCE
ÉLÉMENTS EN EXCÈS

Iordache, M.: **L'utilisation d'une technique de calcul à matrices rares pour déterminer l'arbre commun et les matrices d'incidences essentielles.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet, 1982, p. 189

On présente une méthode originale pour déterminer l'arbre normal commun et les matrices d'incidence essentielle dans un circuit électrique non-réciproque ; la méthode emploie une technique de calcul fondée sur les matrices rares, à savoir : pour la description des deux graphes (de courant G^I et de tension G^U) on emploie une matrice constituée de quatre lignes et l colonne (l étant le nombre d'arcs des deux graphes) nommée matrice de description (MD).

CD 621.3.042 : 518.12 : 621.318.2

AIMANT PERMANENT
CIRCUITS MAGNÉTIQUES
MÉTHODES NUMÉRIQUES DE CALCUL DE CHAMP

Soran, J. F., Soran, R.M.: **Le calcul numérique des perméances d'un circuit magnétique permanent à section rectangulaire.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 195

On fait le calcul numérique des perméances des voies dans lesquelles on peut fermer le flux magnétique produit a partir d'un modèle plan-parallèle qui correspond à un aimant permanent à section rectangulaire enveloppé dans une couche fero-magnétique, cette dernière se trouvant à une distance prédéterminée par rapport à l'aimant. Le problème du champ est résolu par la méthode des éléments finis. On présente sous forme de tables et graphiques la dépendence des perméances par rapport à la géométrie de la configuration.

CD 621.315.72 : 621.369

CHAMP ÉLECTROSTATIQUE
LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Cârstea, I. T.: **Le calcul du champ électrostatique par la méthode des éléments finis.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 204

Les problèmes du champ électrique sont abordés du point de vue numérique par la méthode des éléments finis, procédé supérieur aux méthodes classiques grâce à sa vitesse de convergence et à sa facilité d'emploi dans des milieux homogènes et anisotropiques.

CD 621.313.333.

MACHINES LINÉAIRES D'INDUCTION
MARCHE SYNCHRONE

Coroescu, T., Szabo, C.: **La marche synchrone des machines électriques linéaires d'induction.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 208

L'invention propose et analyse une installation à marche synchrone en utilisant pour la mise en mouvement des machines électriques linéaires d'induction, la marche synchrone se réalisant par l'utilisation des machines d'égalisation.

CD 621.313.333 : 621.314.26

CONVERTISSEUR STATIQUE DE FRÉQUENCE
MOTEURS ASYNCHRONES
VITESSE VARIABLE

Suceveanu, I. D.: **Commande à vitesse variable à l'aide des moteurs asynchrones dans l'industrie chimique.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 5, juillet 1982, p. 211

L'ouvrage présente plusieurs variantes constructives de convertisseurs statiques de fréquence, y inclus leurs systèmes de commande et de réglage, en mettant l'accent sur les variantes qui sont susceptibles d'avoir des applications directes dans l'industrie chimique.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 5

CZ 621.315.72:621.369

METODA ELEMENTELOR FINITE
CÎMP ELECTROMAGNETIC

Utilizarea metodei elementelor finite cu realizarea automată a conexiunilor reţelei pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic

ANDREI NICOLAIDE*. — BRAŞOV

Introducere

În rezolvarea problemelor practice de electrotehnică şi electronică o mare importanţă o au metodele de studiu al cîmpurilor electromagnetice [1, 2, 3]. În literatură au fost studiate diferite metode analitice, grafice, numerice [1, 2, 3].

În lucrarea de faţă se va examina o metodă numerică şi anume *metoda elementelor finite*, din punct de vedere al aplicaţiilor practice, urmărind a face metoda cît mai eficientă pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic.

Metoda elementelor finite este utilizată în numeroase aplicaţii tehnice, construcţii civile şi industriale, construcţii mecanice (în special aeronautică), electrotehnică, hidrotehnică, unde este necesar să se rezolve în faza de proiectare probleme cu condiţii de frontieră pentru a se putea asigura sistemului anumite caracteristici.

Importanţa metodei pentru studiul cîmpurilor electrice şi magnetice în echipamentele electrotehnice şi electronice este deosebită. Există numeroase lucrări consacrate metodei elementelor finite şi în special conţinutului matematic al metodei cum sînt lucrările [3, 4]. Totuşi, aplicarea practică a metodei necesită examinarea unor componente ale metodei, esenţiale pentru o utilizare eficientă dar mult mai puţin analizate în literatura de specialitate.

În continuare se vor examina tocmai unele dintre aceste componente importante în utilizarea metodei.

Pentru aplicarea metodei este necesar ca domeniul studiat să fie divizat într-o reţea de elemente finite, de exemplu triunghiuri.

Pînă în prezent în aplicarea metodei elementelor finite, construirea reţelei de elemente finite, corelată cu căutarea soluţiei rămîne una din dificultăţile principale ale metodei.

În lucrare se urmăreşte să se aducă o contribuţie la rezolvarea acestei probleme şi anume prezentarea unui mod relativ simplu de realizare a reţelei de elemente finite, corelată cu obţinerea soluţiei.

În acest scop se vor da formulele de calcul utilizate în metoda elementelor finite pentru domenii bidimensionale apoi se va prezenta un program simplu de realizare automată a reţelei şi se vor expune exemple de calcul.

Se va considera cazul cîmpurilor cu simetrie plan paralelă, adică cîmpuri bidimensionale în regim staţionar, caz în care aplicarea metodei elementelor finite este deosebit de convenabilă, deoarece cîmpurile vectoriale pot fi studiate cu ajutorul unei singure mărimi.

1. Formulele de calcul pentru utilizarea metodei elementelor finite în cazul domeniilor bidimensionale.

Se examinează cazul cîmpurilor cu simetrie plan paralelă adică al cîmpurilor bidimensionale în regim staţionar.

Se cere să se găsească soluţia ecuaţiei diferenţiale de forma:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(k_{xx}\frac{\partial V}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(k_{yy}\frac{\partial V}{\partial y}\right)+Q=0, \quad (1)$$

pentru domeniul (D) din figura 1.
Mărimea V reprezintă funcţia căutată, de exemplu potenţialul; mărimile k_{xx}, k_{yy} se consideră pozitive şi pot reprezenta, de exemplu permitivităţile mediului considerat; Q este densitatea surselor cîmpului, de exemplu, densitatea de sarcină electrică.

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide*, Universitatea din Braşov.

Se consideră că domeniul (D) din figura 1 este delimitat de curba Γ. În toate punctele curbei Γ cu excepția curbei C se dau condiții de specia întîi:

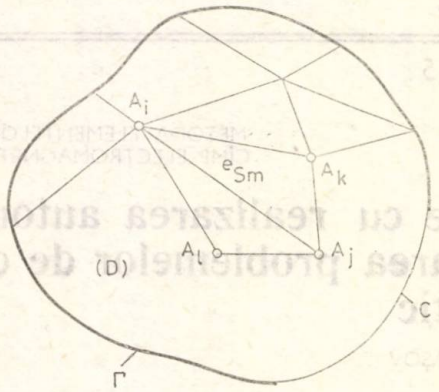


Fig. 1. Domeniul și rețeaua de elemente triunghiulare din interiorul domeniului.

$$V = V(x, y), \text{ pentru } (x, y) \in (\Gamma - C),$$

iar pe porțiunea C a curbei se dă condiția:

$$k_{xx} \frac{\partial V}{\partial x} n_x + k_{yy} \frac{\partial V}{\partial y} n_y + q + \alpha V = 0, \qquad (2)$$

pentru $(x, y) \in C$,

iar mărimile n_x, n_y sînt componentele versorului normalei pozitive după axele de coordonate. În cazul condițiilor de frontieră de specia a doua se introduce $\alpha = 0$.

Pentru a găsi soluția ecuației, adică valorile funcției V în fiecare punct al domeniului, prin metoda elementelor finite, se procedează în modul următor. Se împarte domeniul studiat în subdomenii, pentru fiecare din acestea este necesar ca permitivitățile k_{xx}, k_{yy} să se obțină prin aceeași lege. De exemplu, un domeniu care conține aer și sticlă va fi divizat într-un subdomeniu la care mediul este aer și un subdomeniu la care mediul este sticlă.

Fiecare subdomeniu se împarte într-o rețea formată din elemente finite care nu este necesar să fie egale între ele. Astfel, în cazul domeniilor bidimensionale se pot utiliza sisteme de pătrate, patrulatere cu laturi drepte sau curbe, sau de multe ori cel mai convenabil, triunghiuri. Vîrfurile elementelor sînt nodurile rețelei.

O mărime referitoare la un element, de exemplu potențialul într-un punct oarecare din acel element, se exprimă în funcție de valorile acelei mărimi în vîrfurile elementului, admițînd de exemplu o dependență liniară.

În general, în modul arătat, utilizînd o aproximație liniară, se poate obține pentru o mărime V (de exemplu funcție potențial) expresia:

$$V = \sum_{i \in e_{Sm}} N_i V_i, \qquad (3)$$

unde suma este extinsă la toate vîrfurile elementului e_{Sm}, iar în vîrful cu numărul de ordine i funcția are valoarea V_i.

Se va considera domeniul bidimensional din figura 1 cu o rețea de elemente finite triunghiuri. Vîrfurile unui triunghi și coordonatele corespunzătoare sînt $A_i(x_i, y_i)$, $A_j(x_j, y_j)$, $A_k(x_k, y_k)$. Elementul triunghi e_{Sm} are numărul de ordine m. Nodul corespunzător vîrfului A_i are numărul de ordine i.

În acest caz rezultă expresia:

$$V = N_i V_i + N_j V_j + N_k V_k, \qquad (4)$$

iar expresia coeficientului N_i este:

$$N_i = \frac{1}{2\Delta} (a_i + b_i x + c_i y), \qquad (5)$$

unde:

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_k & y_k \end{vmatrix}, \qquad (5\,a)$$

$$a_i = x_j y_k - x_k y_j,$$

$$b_i = y_j - y_k, \qquad (5b, c, d)$$

$$c_i = x_k - x_j.$$

Expresiile celorlalți coeficienți se pot obține prin permutări circulare din expresiile (5a, b, c, d).

Considerarea vîrfurilor triunghiurilor trebuie să se facă în sens trigonometric (direct).

Mărimile V în fiecare nod se obțin rezolvînd sistemul de ecuații (6):

$$\sum_{e_{Sm} \in i} \left\{ \frac{1}{4\Delta} \left[k_{xx} b_i \sum_{i,j,k} b_j V_j + k_{yy} c_i \sum_{i,j,k} c_j V_j \right] - \frac{1}{12} (2 Q_i + Q_j + Q_k) \Delta \right\} + \sum_{e_{Cm} \in i} \left[\int_{C_{eCm}} q N_i \, dl + \int_{C_{eCm}} \alpha N_i \left(\sum_{i,j,k} N_j V_j \right) dl \right] = 0 \qquad (6)$$

exprimînd o astfel de ecuație pentru fiecare nod.

Semnificația notațiilor rezultă din figurile 1 și 2.

Suma din fața primei paranteze acoladă este extinsă la toate elementele de suprafață care au un vîrf comun cu numărul de ordine i,

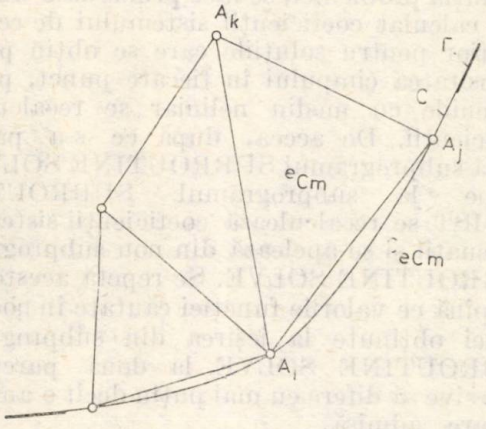


Fig. 2. Elementele triunghiulare situate pe acea porțiune a frontierei domeniului pe care condițiile de frontieră sînt de specia a doua.

adică vîrful A_i. Sumele din interiorul parantezelor drepte sînt extinse la toate vîrfurile unui singur element de suprafață e_{Sm} care are vîrf în punctul A_i. Suma din fața celei de a doua paranteze drepte este extinsă la toate laturile elementelor de suprafață care au un vîrf comun în punctul A_i, iar în acel punct se dau condiții de frontieră de specia a doua.

Dacă se dau condiții de frontieră de specia a doua, atunci integrala din relația (6) devine :

$$\int_{C_{eCm}} q N_i \, dl = \frac{l_{ij}}{6} (2 q_i + q_j), \qquad (6\,a)$$

unde : $l_{ij} = l_k = A_i A_j$ este lungimea laturii respective.

Grupînd termenii se obține sistemul de ecuații de forma :

$$\sum_{e_{Sm} \in i} A_{ij} V_j = B_i, \quad (i = 1, \ldots, n_r). \qquad (7)$$

Numărul n_r de ecuații este egal cu numărul de noduri din interiorul domeniului, plus numărul de noduri de pe frontiera domeniului în care se dau condiții de specia a doua.

2. Construirea rețelei de elemente finite triunghiulare pentru domenii bidimensionale

Una din problemele de bază ale metodei elementelor finite constă în stabilirea precisă a rețelei de calcul [5].

Astfel, trebuie cunoscute : nodurile adică coordonatele acestora, numărul lor de ordine, conexiunea elementelor adică vîrfurile și laturile lor comune, mediul (caracterizat prin anumite proprietăți) căruia îi aparține fiecare element.

Din punct de vedere practic, construirea rețelei de elemente finite reprezintă o muncă laborioasă, neatractivă, care necesită un timp de lucru relativ lung și experiență.

De aceea au fost elaborate diferite metode eficiente care permit în mare măsură stabilirea automată a elementelor rețelei. O analiză a acestor metode este dată în lucrarea [5]. În unele din aceste metode se utilizează mijloacele calculatorului, iar în altele se utilizează instalații auxiliare.

În metodele în care se utilizează mijloacele calculatorului se folsesc anumite programe, prin care se generează anumite rețele de elemente finite. În cadrul acestora intră metodele care conțin programe care asigură generarea unor anumite clase de rețele, caracterizate prin aceeași lege de alcătuire. În aceeași categorie intră metodele care conțin un program care asigură trecerea de la rețele de dreptunghiuri și triunghiuri la zone de formă oarecare folosind transformări continue ale frontierei cu ajutorul unor relații matematice de interpolare.

În metodele în care se utilizează instalații auxiliare se folosesc instalații periferice în care se pleacă de la prezentarea grafică a domeniului. În această categorie intră dispozitivul automat de înregistrare numerică a coordonatelor, acest dispozitiv este denumit digitalizator. În aceeași categorie intră instalația care constă dintr-un ecran și un minicalculator care permite generarea rețelei.

Fiecare dintre metodele descrise au avantaje și inconveniente. La metodele în care se utilizează mijloacele calculatorului se poate menționa avantajul că nu necesită instalații auxiliare, și se poate menționa dezavantajul că pot fi limitate la anumite clase de rețele sau pot necesita transformări matematice relativ dificile.

La metodele în care se utilizează instalații speciale se poate menționa avantajul că permit realizarea unor rețele pentru cazuri complicate și se poate menționa dezavantajul că complică dotarea și manipularea calculatorului.

În cele ce urmează se va prezenta o metodă simplă de realizare a rețelei, care necesită separarea domeniului în subdomenii și introducerea nodurilor pentru fiecare subdomeniu care în

general tot trebuie introduse, la intrare, deoarece altfel nu s-ar cunoaşte valorile funcţiei sursă. De asemenea, programul nu necesită numerotarea elementelor triunghiulare ale reţelei. Determinarea fiecărui triunghi care are un vîrf într-un anumit nod şi a datelor necesare pentru calculul sistemului de ecuaţii se realizează automat.

Programul este simplu şi uşor de utilizat pentru domenii de formă oarecare. Nu necesită instalaţii periferice suplimentare, nu necesită transformări matematice dificile, se poate aplica pentru domenii de formă oarecare. Construirea reţelei pentru calcul necesită să se cunoască cele ce urmează :

a — nodurile reţelei (adică coordonatele acestora), numerotarea univocă a nodurilor (adică fiecare nod să fie numerotat o singură dată) ;

b — toate triunghiurile care au un vîrf comun într-un nod oarecare (adică numărul de ordine al vîrfurilor care aparţin acelor triunghiuri) ;

c — mediul căruia îi aparţine fiecare triunghi caracterizat prin anumite proprietăţi (de exemplu, anumite valori ale permitivităţii) care se exprimă prin mărimi date de anumite funcţii, sub formă analitică sau prin mulţimi de puncte.

Se separă domeniul în subdomenii în formă de trapez cu laturi curbilinii de formă oarecare, în funcţie de proprietăţile mediului, astfel încît proprietăţile mediului pentru acelaşi subdomeniu (de exemplu, permitivitatea) să fie date de aceeaşi lege. Se introduc direct nodurile reţelei pentru fiecare subdomeniu iar aceste noduri se iau aşezate pe linii (inclusiv pe frontiera domeniului), care divid subdomeniul în benzi. Liniile de divizare se iau după direcţiile paralele cu bazele trapezului sau după direcţii intermediare dar care să nu se intersecteze. Restul informaţiilor necesare în calcul referitoare la triunghiurile cu vîrfuri şi laturi comune se obţin automat în cadrul programului.

Procedurile necesare pentru construirea reţelei sînt date la paragraful următor referitor la programul de calcul.

3. Programul de calcul

Programul de calcul conţine programul principal şi subprogramele tip SUBROUTINE şi FUNCTION descrise în continuare.

3.1. *Programul principal*

În programul principal sînt introduse datele impuse pentru parametrii care dau eroarea asupra soluţiei sistemului, coeficientul de accelerare a convergenţei în rezolvarea iterativă a sistemului de ecuaţii, numărul maxim admis de iteraţii, referitoare la sistem, numărul maxim admis de iteraţii, referitoare la permitivitate.

Se apelează succesiv subprogramele tip SUBROUTINE : DOMENIU, NUMN, NUMI, TRSIST, COEFTR, SOLVE.

După rezolvarea problemei se scriu soluţiile, potenţiale, intensităţi, fluxuri sau alte mărimi.

Apelarea subprogramului SUBROUTINE SOLVE, care are drept scop rezolvarea unui sistem liniar de ecuaţii a cărui soluţie reprezintă şi soluţia problemei, se face prima dată după ce s-au calculat coeficienţii sistemului de ecuaţii. Ulterior pentru soluţiile care se obţin pentru intensitatea cîmpului în fiecare punct, pentru domeniile cu mediu neliniar se recalculează coeficienţii. De aceea, după ce s-a parcurs odată subprogramul SUBROUTINE SOLVE se revine la subprogramul SUBROUTINE TRSIST se recalculează coeficienţii sistemului de ecuaţii şi se apelează din nou subprogramul SUBROUTINE SOLVE. Se repetă aceste apelări pînă ce valorile funcţiei căutate în nodurile reţelei obţinute la ieşirea din subprogramul SUBROUTINE SOLVE la două parcurgeri succesive să difere cu mai puţin decît o anumită valoare admisă.

3.2. *Subprogramul* SUBROUTINE DOMENIU

Subprogramul SUBROUTINE DOMENIU serveşte la descrierea conturului şi a caracteristicilor mediului domeniului şi a surselor. Proprietăţile fiecărui subdomeniu sînt caracterizate prin valoarea permitivităţii sau a altei mărimi corespunzătoare care poate fi constantă sau poate depinde de intensitate şi care se introduce printr-un subprogram de tip FUNCTION, unde se dă o funcţie corespunzătoare sub formă analitică sau prin puncte. Datele de intrare ale subprogramului sînt următoarele :

1. Se împarte domeniul în subdomenii, numărul acestora fiind IDT, în formă de trapeze curbilinii cu baza mare în partea inferioară ca în figura 3. Fiecare subdomeniu cu numărul de ordine ID este divizat de linii, în număr de ILATS(ID), inclusiv baza mare şi baza mică, paralele cu bazele, sau avînd o direcţie intermediară fără a se intersecta, împărţind astfel fiecare subdomeniu în mai multe benzi.

2. Se introduc nodurile pentru fiecare subdomeniu inclusiv pe conturul subdomeniului. Fiecare nod are numărul de ordine IC, crescător de la stînga la dreapta, pe fiecare linie cu numărul de ordine IL, crescător de jos în sus, pentru fiecare subdomeniu cu numărul de ordine ID, după cum se poate vedea în figura 3.

Numărul total de noduri de pe baza mare a trapezului reprezentînd un subdomeniu cu numărul de ordine ID este ICMAX(ID).

Se obţin masivele comune :

XL(IDT, ILATSM, ICMAXM),

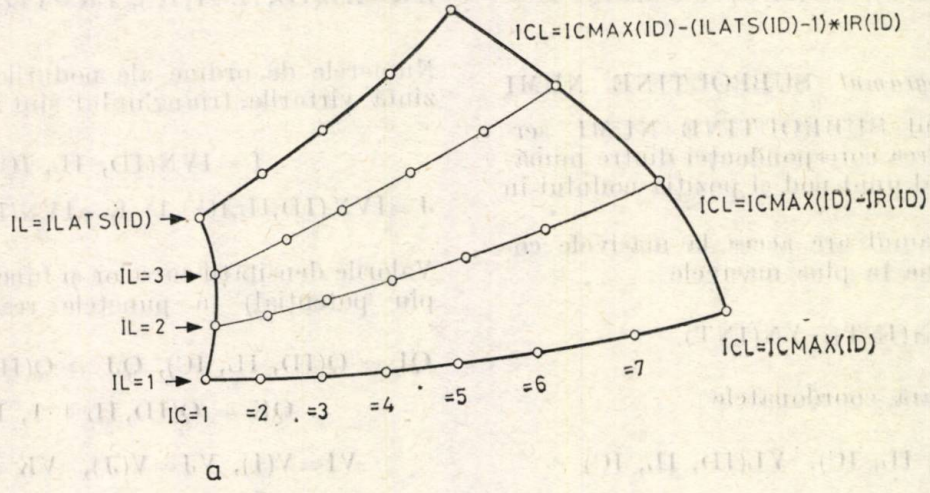
YL(IDT, ILATSM, ICMAXM).

unde ILATSM, ILMAXM reprezintă valorile cele mai mari din elementele masivelor ILATS(ID), ICMAX(ID).

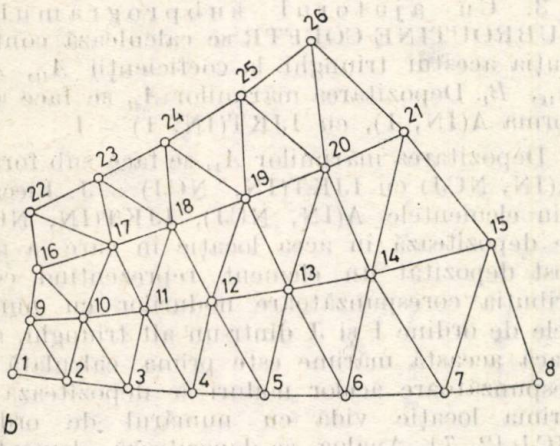
3. Se dau valorile densităţii surselor prin masivul :

Q(IDT, ILATSM, ICMAXM),

de exemplu : densitate de sarcină, densitate de curent etc.



a



b

Fig. 3. Subdomeniul de forma unui trapez curbiliniu deformat :
a — conturul trapezului, liniile de diviziune şi nodurile ;
b — reţeaua de triunghiuri pentru subdomeniu.

4. Se dau condiţiile de frontieră şi se obţin masivele :

VF(KFT), QNF(KFT), ICS(KFT),

unde primul masiv corespunde punctelor de pe frontieră unde se dau condiţii de specia întîi ; al doilea masiv corespunde punctelor de pe frontieră unde se dau condiţii de specia a doua, iar cu al treilea masiv se dă specia condiţiei în punctele frontierei, KFT reprezintă numărul total de puncte considerate pe frontiera domeniului.

5. Dacă pentru subdomeniul cu numărul de ordine ID, lungimea bazei mici diferă relativ mult de lungimea bazei mari, se reduce numărul de noduri pe măsura creşterii numărului de ordine IL al liniei de divizare cu mărimea IR(ID) = 1, adică cu cîte o unitate. Numărul maxim de noduri de pe baza mare este ICMAX (ID) iar numărul total de noduri pe linia de divizare cu numărul de ordine IL este :

$$ICL = ICMAX\ (ID) - (IL-1) * IR(ID)$$

6. Se obţin masivele comune :

ICMAX(IDT), ILATS(IDT),
QNF(KFT), Q(IDT, ILATSM, ICMAXM),
ICS(KFT), XF(KFT), YF(KFT),

şi în plus, masivele corespunzătoare pentru mărimile care caracterizează proprietăţile materialului.

7. Subprogramul se încheie şi se revine în programul de apelare adică în programul principal.

3.3. *Subprogramul* SUBROUTINE NUMN

Subprogramul SUBROUTINE NUMN serveşte la numerotarea nodurilor.

1. Subprogramul are acces la masivele comune şi conţine în plus masivele

XN(INT), YN(INT)

unde XN(IN) şi YN(IN) reprezintă coordonatele unui nod cu numărul de ordine IN, iar INT este numărul total de noduri inclusiv cele de pe frontiera domeniului (pentru orice condiţie de frontieră).

2. Se numerotează fiecare nod din fiecare subdomeniu inclusiv nodurile de pe frontieră crescînd succesiv în bucle cu indicii IC, IL, ID.

3. Se obţin INT noduri cu coordonatele

XN(IN), YN(IN).

Unele noduri pot fi numerotate de mai multe ori dacă se află pe frontiere comune ale unor subdomenii, de aceea ulterior se reface numerotarea.

4. Se restrînge numărul de noduri eliminînd pe cele numerotate suplimentar deoarece aparţin frontierelor mai multor subdomenii. Rezultă masivele XN(INT), YN(INT) cu numărul INT restrîns.

3.4. *Subprogramul* SUBROUTINE NUMI

Subprogramul SUBROUTINE NUMI serveşte la stabilirea corespondenţei dintre numărul de ordine al unui nod şi poziţia nodului în domeniu.

1. Subprogramul are acces la masivele comune şi conţine în plus masivele

XN(INT), YN(INT).

2. Se compară coordonatele

XL(ID, IL, IC), YL(ID, IL, IC)

respectiv cu

XN(IN), YN(IN)

iar cînd aceste coordonate sînt egale, adică atunci cînd reprezintă acelaşi punct, se completează cîte un element de forma:

IVN(ID, IL, IC) = IN.

După ce s-au parcurs toate nodurile se obţine completat masivul comun
IVN(IDT, ILATSM, ILMAXM).

3. Dacă configuraţia este periodică, se introduce condiţia de periodicitate şi anume că indicele IVN are aceleaşi valori pe porţiunile corespunzătoare ale frontierei.

3.5. *Subprogramul* SUBROUTINE TRSIST

Subprogramul SUBROUTINE TRSIST serveşte la stabilirea triunghiurilor şi a coeficienţilor din sistemul de ecuaţii.

1. Subprogramul are acces la masivele comune şi conţine în plus masivele

A(INT, 7), IJKT(INT, 7), B(INT), V(INT).

Valorile indicilor masivelor A şi IJKT vor fi explicate mai departe.

2. Se stabilesc triunghiurile cu baza pe laturile inferioare ale benzilor fiecărui subdomeniu ţinînd seama ca parcurgerea vîrfurilor triunghiurilor să se facă în sens trigonometric. Se obţin succesiv coordonatele punctelor care reprezintă vîrfurile acestor triunghiuri.

Se consideră triunghiul cu vîrfurile avînd numerele de ordine I, J, K iar pentru acest triunghi se obţin mărimile:

XI = XL(ID, IL, IC), YI = YL(ID, IL, IC),
XJ=XL(ID, IL, IC+1), YJ=YL(ID, IL, IC+1)
XK=XL(ID, IL+1, IC), YK=YL(ID, IL+1, IC).

Numerele de ordine ale nodurilor care reprezintă vîrfurile triunghiului sînt:

I =IVN(ID, IL, IC),
J=IVN(ID,IL,IC+1), K=IVN(ID, IL+1,IC).

Valorile densităţii surselor şi funcţiei (de exemplu potenţial) în punctele respective sînt:

QI = Q(ID, IL, IC), QJ = Q(ID, IL, IC+1),
QK = Q(ID, IL + 1, IC),
VI=V(I), VJ=V(J), VK = V(K).

3. Cu ajutorul subprogramului SUBROUTINE COEFTR se calculează contribuţia acestui triunghi la coeficienţii A_{ii}, A_{ij}, A_{ik}, B_i. Depozitarea mărimilor A_{ii} se face sub forma A(IN, 1), cu IJKT(IN, 1) = I.

Depozitarea mărimilor A_{ij} se face sub forma A(IN, NCJ) cu IJKT(IN, NCJ) = J. Fiecare din elementele A(IN, NCJ), IJKT(IN, NCJ) se depozitează în acea locaţie în care a mai fost depozitat un element reprezentînd contribuţia corespunzătoare nodurilor cu numerele de ordine I şi J dintr-un alt triunghi, sau dacă această mărime este prima calculată corespunzătoare acelor noduri se depozitează în prima locaţie vidă cu numărul de ordine NCJ∈[2, 7]. Analog se depozitează elementele A(IN, NCK), IJKT(IN, NCK) = K. Masivele în care se depozitează elementele A(IN, NCJ) şi IJKT(IN, NCJ) corespund unor matrice care trebuie să aibă un număr de coloane egal cu 7, deoarece în cazul tipului de reţea adoptat, în jurul fiecărui nod pot exista cel mult şase triunghiuri, deci fiecare nod poate fi legat prin laturile elementelor triunghi învecinate de cel mult alte şase noduri vecine, deci în total rezultă grupări de cel mult şapte noduri.

Mărimile B_i se depozitează în masivul B(INT).

4. Se consideră triunghiul cu vîrfurile obţinute prin permutare circulară numerotate J, K, I, decalate faţă de vîrfurile din situaţia anterioară cu un vîrf (de exemplu vîrful anterior I devine acum vîrful J) şi se efectuează o permutare circulară şi pentru celelalte mărimi de la punctul 2 corespunzătoare acelorași vîrfuri. Se calculează (analog ca la punctul 3) contribuţia acestui triunghi la coeficienţii A(IN, 1),

A(IN, NCJ), A(IN, NCK), IJKT (IN, 1), IJKT(IN, NCJ), IJKT(IN, NCK), și se depozitează în mod corespunzător.

5. Se consideră triunghiurile cu vîrfurile obținute prin încă o permutare circulară numerotate K, I, J, decalate față de situația anterioară cu un vîrf și se efectuează calcule similare ca la punctul anterior.

6. Se stabilesc analog ca la punctul 2 triunghiurile cu baza pe laturile superioare ale benzilor fiecărui subdomeniu, ținînd seama ca parcurgerea fiecărui triunghi să se facă în sens trigonometric.

7. Se procedează asemănător ca la punctele 2 — 5. Se parcurg ICL — 1 noduri de pe linia de diviziune cu numărul de ordine IL.

8. Se parcurg toate benzile fiecărui subdomeniu deci cele ILATS(ID)—1 linii de diviziune ale fiecărui subdomeniu.

9. Se parcurg cele IDT subdomenii.

3.6. *Subprogramul* SUBROUTINE COEFTR

Subprogramul SUBROUTINE COEFTR servește la stabilirea contribuției fiecărui triunghi la coeficienții sistemului de ecuații.

1. Subprogramul are acces la masivele comune și conține în plus masivele A(INT, 7), B(INT), IJKT(INT, 7).

2. Se calculează contribuția la coeficienții sistemului de ecuații dată de fiecare triunghi.

Se calculează coeficienții care depind de coordonatele vîrfurilor triunghiului și componentele vectorului intensitate.

Se calculează componentele constantei de material (de exemplu componentele permitivității) în centrul de masă în funcție de intensitate, cu ajutorul unor subprograme FUNCTION relativ simple.

3. Se consideră următoarele cazuri:

1°. Vîrful cu numărul de ordine I este pe frontieră.

— 1.1. Condiția de frontieră este de specia întîi. În acest caz subprogramul se încheie și se revine în subprogramul de apelare.

— 1.2. Condiția de frontieră este de specia a doua. Se calculează contribuția acestui triunghi la coeficientul A_{ii} și se depozitează în locațiile:

A(IN, 1), IJKT(IN, 1).

2°. Vîrful cu numărul de ordine I nu este pe frontieră. Se repetă procedura folosită la punctul 1.2.

— 2.1. Vîrful cu numărul de ordine J se află pe frontieră, iar condiția este de specia întîi, se calculează contribuția acestui triunghi la valoarea coeficientului A_{ij}, iar deoarece valoarea funcției căutate (de exemplu funcția potențial) este cunoscută se depozitează în mod corespunzător în locația B(I) adică se include în coeficientul B_i.

— 2.2. Vîrful cu numărul de ordine J se află pe frontieră și se dă condiție de specia a doua, se calculează contribuția acestui triunghi la valoarea coeficientului A_{ij} și se depozitează în locațiile A(IN, NCJ), IJKT(IN, NCJ).

Numărul de ordine NCJ $\in [2, 7]$ este acela în care a mai fost depozitată contribuția la valoarea coeficientului A_{ij} a altui triunghi conținînd aceleași vîrfuri I, J sau dacă nu există încă depozitată atunci se depune în prima locație liberă.

Depozitarea se face cu ajutorul subprogramului SUBROUTINE ALOC, relativ simplu.

3°. Vîrful cu numărul de ordine I se află pe frontieră iar condiția de frontieră este specia a doua.

— 3.1. Vîrful cu numărul de ordine J nu se află pe frontieră. Se calculează contribuția acestui triunghi la coeficientul A_{ij}.

— 3.2. Vîrful cu numărul de ordine J se află pe frontieră și în acel punct condiția de frontieră este de specia a doua.

Se calculează și se depozitează contribuția triunghiului la coeficientul A_{ij}.

— 3.3. Vîrful cu numărul de ordine J se află pe frontieră și în acel punct se dă condiție de specia întîi. Se calculează și se depozitează contribuția triunghiului și deoarece valoarea funcției căutate (de exemplu funcția potențial) este cunoscută, toate contribuțiile corespunzătoare acestui vîrf se includ în coeficientul B_i.

4°. În toate cazurile enumerate se adaugă contribuția surselor Q la valoarea coeficientului B_i.

5°. Se repetă pentru vîrful cu numărul de ordine K procedurile utilizate pentru punctul cu numărul de ordine J.

6°. Subprogramul se încheie și se revine în subprogramul de apelare SUBROUTINE TRSIST.

3.7. *Subprogramul* SUBROUTINE SOLVE

Subprogramul SUBROUTINE SOLVE servește la rezolvarea sistemului de ecuații liniare printr-o metodă iterativă. Pentru a calcula mărimea căutată VI în fiecare nod al rețelei care nu este punct de frontieră cu condiții de specia întîi, se utilizează relația

$$VI = V(I) + OM * (VI - V(I)),$$

unde OM reprezintă coeficientul de accelerare a convergenței apoi

$$V(I) = VI.$$

Subprogramul mai conține următorii parametrii din care rezultă și modul de utilizare a subprogramului:

ISIST — parametru cu valorile 1 sau 2 după cum sistemul de ecuații a fost parcurs în cursul iterațiilor odată sau de mai multe ori.

IES — parametru cu valorile 0 sau 1 după cum s-a putut sau nu obține soluția în numărul KSM de iterații referitoare la sistemul de ecuații.

ISOLV — parametru cu valorile 0 sau 1 după cum s-a putut sau nu obține soluția în numărul KPM de iterații referitoare la constanta de material (de exemplu permitivitate).

Pentru utilizarea acestui subprogram sînt suficiente masivele descrise, nu sînt necesare masive suplimentare, de exemplu, pentru: matricea completă a sistemului, numerotarea triunghiurilor; exprimarea conexiunilor între elementele triunghiulare ale domeniului; constantele de material (permitivități), deci se realizează o economie importantă de memorie.

Programula fost întocmit în limbaj FORTRAN și rulat pe un calculator FELIX C—256.

Exemplu de verificare

Ca exemplu de verificare s-a considerat o problemă de cîmp bidimensional a cărei soluție analitică este cunoscută.

S-a considerat domeniul din figura 4. Au fost examinate două cazuri:

a — se dau condiții de frontieră de specia întîi pe toată frontiera;

b — se dau condiții de frontieră de specia a doua pe porțiunea BD a frontierei și condiții de specia întîi pe restul frontierei.

Potențialul în fiecare punct al planului deci inclusiv în punctele frontierei domeniului este considerat dat de relația:

$$V = \frac{x + y}{x^2 + y^2},$$

care exprimă o mărime proporțională cu potențialul dat de un dipol electric liniar așezat în originea sistemului de coordonate sub un unghi de 45°.

S-a considerat, pentru a arăta modul de utilizare a metodei, că domeniul $ABFE$ din figura 4 este compus din două subdomenii $ABDC$ și $CDFE$.

Au fost introduse prin calcul coordonatele nodurilor pentru fiecare subdomeniu.

Poziționarea acestora se poate vedea în figura 4.

Frontiera conține două semicercuri și două segmente de dreaptă, iar coordonatele punctului A sînt $x_A = 0$, $y_A = 1{,}45$ și coordonatele punctului B sînt $x_B = 0$, $y_B = 1$.

Numerotarea nodurilor, eliminînd numerotarea multiplă a acelorași noduri comune mai

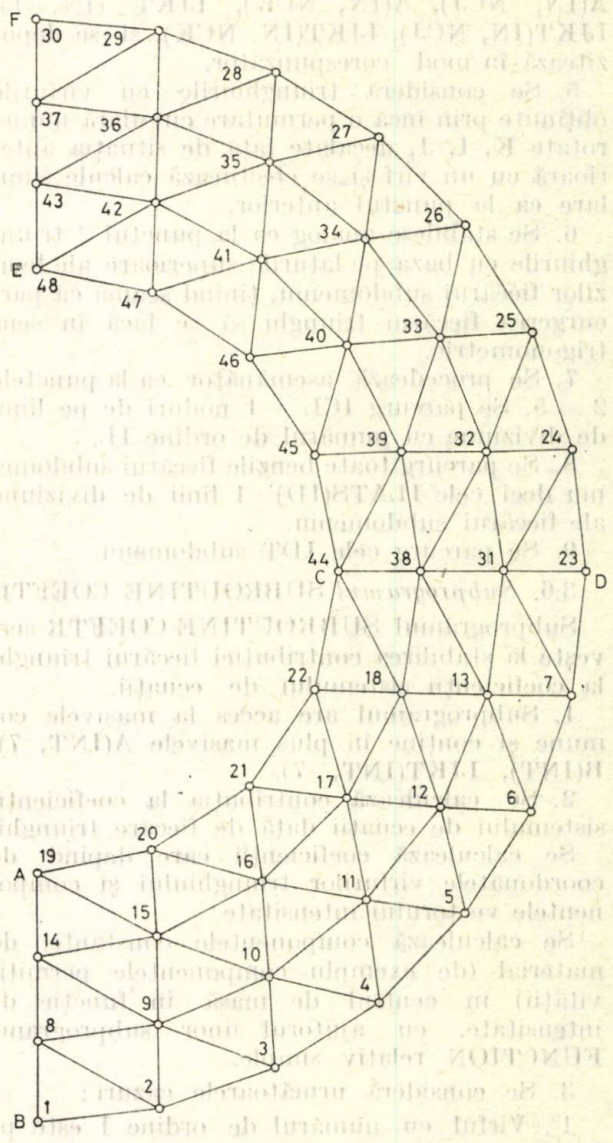


Fig. 4. Domeniul pentru exemplul de calcul.

multor subdomenii, construirea rețelei de triunghiuri și parcurgerea acestora în modul corect, necesar pentru rezolvarea problemei, se efectuează automat și se obține rețeaua din fig. 4.

În tabelele 1 și 2 se dau valorile soluției obținute prin metoda elementelor finite și valorile obținute din expresia în termeni finiți în cazul condițiilor de frontieră de specia întîi, respectiv de specie mixtă, în cîteva noduri ale rețelei domeniului. Se observă o precizie ridicată, chiar pentru rețeaua cu elemente finite utilizată, care are un număr relativ mic de elemente.

În tabelele 3 și 4 se dă dependența numărului de iterații de factorul de convergență în cazul domeniului din fig. 4 pentru condiții de frontieră de specia întîi, respectiv de specie mixtă. Durata de calcul este de aproximativ 10 secunde.

Tabelul 1

Valorile soluției obținute prin metoda elementelor finite și din expresia în termeni finiți, în diferite noduri, în cazul domeniului din fig. 4, pentru condiții de frontieră de specia întîi

Numărul de ordine al nodului	9	10	11	12	13	15	16	17	18
Valoarea soluției obținute prin metoda elementelor finite	0,9738	0,9500	0,8626	0,7645	0,6768	0,8493	0,8294	0,7575	0,6756
Valoarea soluției obținute din expresia în termeni finiți	0,9726	0,9498	0,8626	0,7646	0,6769	0,8486	0,8293	0,7576	0,6757

Tabelul 2

Valorile soluției obținute prin metoda elementelor finite și din expresia în termeni finiți, în diferite noduri, în cazul domeniului din fig. 4, pentru condiții de frontieră de specie mixtă

Numărul de ordine al nodului	9	10	11	12	13	15	16	17	18
Valoarea soluției obținute prin metoda elementelor finite	0,9686	0,9492	0,8644	0,7664	0,6780	0,8477	0,8295	0,7584	0,6763
Valoarea soluției obținute din expresia în termeni finiți	0,9726	0,9498	0,8626	0,7646	0,6769	0,8486	0,8293	0,7576	0,6757

Tabelul 3

Dependența numărului de iterații de factorul de convergență în cazul domeniului din fig. 4, pentru condiții de frontieră de specia întîi

Factor de convergență	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9
Număr de iterații	24	20	16	13	11	9	8	9	12	14	20	28	43	88

Tabelul 4

Dependența numărului de iterații de factorul de convergență în cazul domeniului din fig. 4 pentru condiții de frontieră de specie mixtă

Factor de convergență	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9
Număr de iterații	67	55	46	38	32	26	21	22	13	16	21	29	43	89

Concluzii

Se prezintă un procedeu relativ simplu de realizare automată a conexiunilor rețelei de triunghiuri cu elemente finite, corelată cu obținerea soluției pentru metoda elementelor finite utilizată la rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic staționar, bidimensional. Procedeul necesită un număr mic de date de intrare și permite o economie de memorie. Se prezintă principalele părți constitutive ale programului de calcul și se dă un exemplu de aplicare.

Lista de variabile

N_i — coeficient din expresia potențialului.
Q — densitatea surselor cîmpului.
V — funcția care satisface ecuația diferențială, soluția căutată (de exemplu funcția potențial).
e_{Cm} — element de suprafață de formă triunghi cu numărul de ordine m și avînd cel puțin o latură pe porțiunea C a frontierei domeniului pe care se dau condiții de specia a doua.
e_{Sm} — element de suprafață de formă triunghi cu numărul de ordine m.
k_{xx}, k_{yy} — coeficienți corespunzători celor două axe, care caracterizează o anumită proprietate a mediului (de exemplu permitivitatea).
n_x, n_y — componentele versorului normalei după cele două axe.

q — coeficient din condiția de frontieră.
q_i, q_j — valorile coeficientului q în nodurile cu numerele de ordine i și j de pe frontiera domeniului.
x_i, y_i — coordonatele nodului cu numărul de ordine i.
α — coeficient din condiția de frontieră.

Lista identificatorilor de variabilă

A — tablou cu INT linii și 7 coloane pentru reținerea matricei bandă a coeficienților sistemului de ecuații.
B — tablou cu INT linii și o singură coloană pentru reținerea membrului drept al sistemului de ecuații.
EPS — parametru prin care se dă abaterea maximă între două iterații succesive pentru soluția într-un nod.
IC — indice care reprezintă numărul de ordine al unui nod pe o linie de diviziune a subdomeniului considerat.
ICL — numărul total de noduri de pe linia cu numărul de ordine IL.
ID — indice care reprezintă numărul de ordine al subdomeniului considerat.
IES — parametru cu valorile 0 sau 1, după cum s-a putut sau nu obține soluția în numărul KSM de iterații referitoare la sistemul de ecuații.
IJKT — tablou cu INT linii și 7 coloane pentru a reține indicii elementelor din matricea bandă a coeficienților.
IL — indice care reprezintă numărul de ordine al liniei de diviziune a subdomeniului considerînd de la latura inferioară (baza mare) spre latura superioară (baza mică).
ILATS(ID) — variabilă indexată rerezentînd numărul total de linii de diviziune (inclusiv liniile de frontieră) ale subdomeniului de formă patrulater, care pornesc de pe linia de frontieră din stînga a subdomeniului considerat și împart subdomeniul în benzi.
ICMAX(ID) — variabilă indexată reprezentînd numărul total de noduri (inclusiv vîrfurile) care determină împărțirea în segmente a bazei mari a subdomeniului în formă de patrulater și împart benzile în patrulatere și triunghiuri.
IN — numărul de ordine al unui nod.
INT — numărul total de noduri ale rețelei.
ISIST — parametru cu valorile 1 sau 2 după cum sistemul de ecuații a fost parcurs în cursul iterațiilor odată sau de mai multe ori.
ISOLV — parametru cu valorile 0 sau 1 după cum s-a putut sau nu obține soluția în numărul de KSM iterații referitoare la permitivitate.
IVN(ID, IL, IC) — variabilă indexată reprezentînd numărul de ordine corespunzător fiecărui vîrf al unui triunghi.
KP — numărul de iterații referitoare la permitivitate.
KPM — numărul maxim admis de iterații referitoare la permitivitate.
KSM — numărul maxim admis de iterații referitoare la sistemul de ecuații.
OM — coeficient de accelerare a convergenței.
V(I) — valoarea soluției în nodul cu numărul de ordine I.
XL(ID, IL, IC); YL(ID, IL, IC) — variabile indexate reprezentînd coordonatele nodurilor de pe liniile de diviziune ale subdomeniului în formă de patrulater, considerat.

Bibliografie

[1] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol 1, Institutul politehnic București, 1954.

[2] *Timotin, A.* și col. Lecții de bazele electrotehnicii, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[3] *Zienkiewicz, O.C.* The finite element method in engineering science. McGraw-Hill, London, 1971.

[4] *Huebner, K. H.* The finite element method for engineers. Edit. John Wiley & Sons, New York, 1975.

[5] *Melkes, F.* Automatické vytváření trojúhelnikovych siti prostřednictvim obdélnikové site. Elektrotechnický časopis, 1980, 31, No. 9, p. 652–668.

CZ 621.396.6

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
FUNCȚII DE TRANSFER

Determinarea schemelor echivalente ale circuitelor electrice nereciproce

MARIUS PREDA, NICOLAE NICOARĂ, HORIA ANDREI, DAN DURGHINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Complexitatea crescîndă a circuitelor electronice, cu componente nereciproce și a rețelelor electrice cu componente dinamice nereciproce, face actuală problema determinării unor scheme electrice echivalente pentru aceste circuite.

Calculul funcțiilor de rețea prin metoda variației acestor funcții [B1, 2] face posibilă, așa cum se propune în acest articol, obținerea unor scheme electrice echivalente simple pentru circuite nereciproce oricît de complexe. Aceste scheme echivalente pot avea aplicații multiple în studiul și proiectarea circuitelor electrice cu număr mare de componente.

1. Calculul transmitanțelor la bornele unui multipol prin metoda variației funcțiilor de transfer

Fie un multipol M liniar, în condiții inițiale de zero cu un sistem hibrid de mărimi de intrare, alese așa cum se indică în figura 1a. Folosind metoda operațională a transformării Laplace, matricea mărimilor de intrare hibride ale multipolului este de forma :

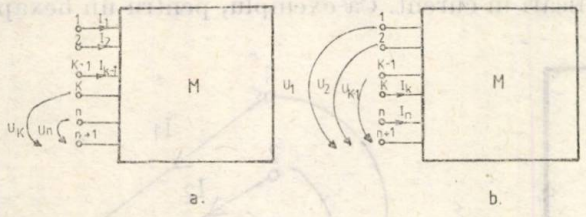


Fig. 1

$$M_i] = \left|\frac{I_i]}{U_i]}\right|, \qquad (1)$$

unde : $I_i]$ este matricea coloană a imaginilor mărimilor de intrare intensități de curent, iar $U_i]$ este matricea coloană a imaginilor mărimilor de intrare tensiuni.

Matricea mărimilor de ieșire, complementare mărimilor de intrare și reprezentate în figura 1b are forma :

$$M_e] = \left|\frac{U_e]}{I_e]}\right|. \qquad (2)$$

Matricea transmitanțelor operaționale hibride [H] este definită de relația :

$$M_e] = [H] \cdot M_i]. \qquad (3$$

Completînd multipolul cu surse adecvate, corespunzătoare mărimilor de intrare, se obține circuitul reprezentat în figura 2, pentru care sistemul transmitanțelor operaționale ale laturilor $[H_e]$, inclusiv ale laturilor surse adăugate, poate fi calculat prin metoda variației funcțiilor de transfer. În această metodă matricea $[H_e]$ se obține pornind de la o matrice $[H_e^{(0)}]$, corespunzătoare laturilor cu parametrii proprii și de comandă nuli. Trecerea de la matricea $[H_e^{(0)}]$ la matricea căutată $[H_e]$ se face prin p_1 recalculări succesive [B 2], unde p_1 este numărul parametrilor laturilor multipolului. Calculul iterativ al elementelor unei matrice $[H_e^{(j)}]$ în funcție de elementele matricei $[H_e^{(j-1)}]$ se va face pe baza teoremei generale a variației funcțiilor de transfer :

$$H_{\alpha\beta}^{(j)} = H_{\alpha\beta}^{(j-1)} + \frac{H_{\alpha h}^{(j-1)} \cdot H_{\beta i}^{(j-1)}}{\dfrac{1}{P_\mu} - H_{hi}}, \qquad (4)$$

în care : primul indice inferior corespunde liniei, iar al doilea coloanei. Indicele de linie h cores-

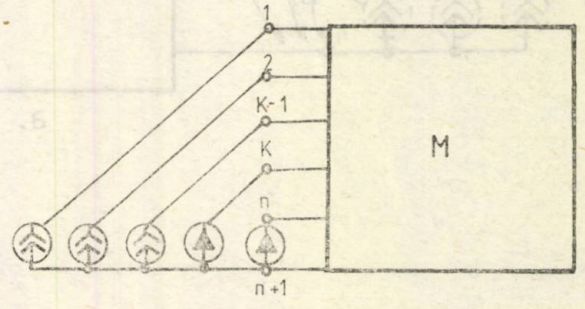


Fig. 2

* Institutul politehnic — București

punde laturii de comandă, iar indicele i corespunde laturii comandate, asociată parametrului P_μ. Fatul că întreg calculul de determinare a transmitanţelor se face pe baza formulei unice (4), permite utilizarea eficientă a calculatorului numeric [B, 1, 2] la determinarea matricei transmitanţelor [H_c].

Partea din matricea [H_c] corespunzătoare liniilor mărimilor de ieşire ale polilor 1, 2, ...,n şi coloanelor mărimilor de intrare ale polilor 1,2, ..., n, constituie matricea căutată [H], a transmitanţelor la bornele multipolului.

1. Schemele echivalente cu surse comandate ale multipolilor nereciproci

În funcţie de natura mărimilor de intrare M_i] şi a mărimilor de ieşire M_e], corespund scheme echivalente cu surse comandate diferite.

a. Schema echivalentă cu surse de tensiune comandate de curenţi

Dacă mărimile de intrare sînt toate intensităţi de curent, rezultă mărimi de ieşire tensiuni. Matricea [H] a transmitanţelor la bornele multipolului este o matrice impedantă:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \cdot \qquad (5)$$

Acest caz este exemplificat în figura 3a, pentru un tetrapol.

Corespunde o schemă echivalentă a multipolului cu surse de tensiune multiplu comandate în curent, avînd matricea parametrilor de comandă [Z]. Pentru exemplul considerat corespunde schema echivalentă din figura 3b, în care se indică şi t.e.m. ale surselor de tensiune.

b. Schema echivalentă cu surse de curent comandate de tensiune

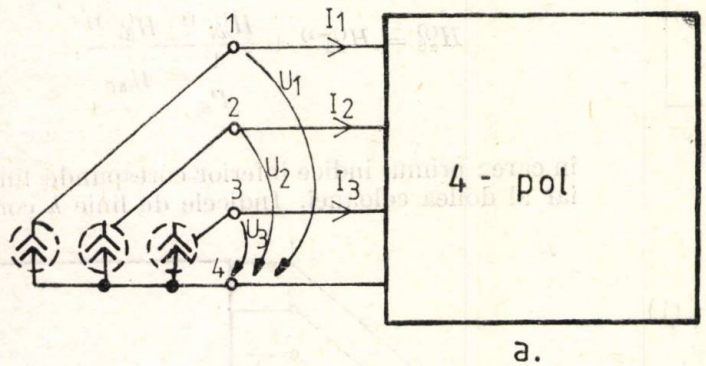
Pentru mărimi de intrare tensiuni, rezultă mărimi de ieşire intensităţi de curent, pentru polii de acces ai multipolului. Matricea [H] a transmitanţelor la bornele multipolului corespunzătoare acestor mărimi de intrare este o matrice admitanţă:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} . \qquad (6)$$

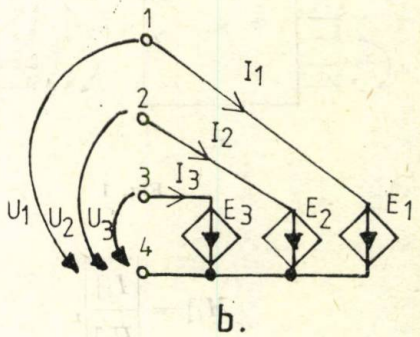
Acest caz este exemplificat în figura 4a pentru un tetrapol. Schema echivalentă corespunzătoare acestui caz este formată din surse de curent multiplu comandate de tensiunile celor n-poli, avînd matricea parametrilor de comandă [Y]. Pentru exemplul considerat corespunde schema echivalentă din figura 4b. în care se indică intensităţile curenţilor surselor.

c. Schema echivalentă cu surse de tensiune şi surse de curent comandate

Dacă o parte din mărimile de intrare sînt intensităţi de curent şi celelalte sînt tensiuni, se consideră mărimi de ieşire complementare, tensiuni, respectiv intensităţi de curent. Matricea [H] a transmitanţelor la bornele multipolului este neomogenă conţinînd impedanţe, admitanţe, amplificări în tensiune şi amplificări în curent. Ca exemplu, pentru un hexapol



a.



b.

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

Fig. 3

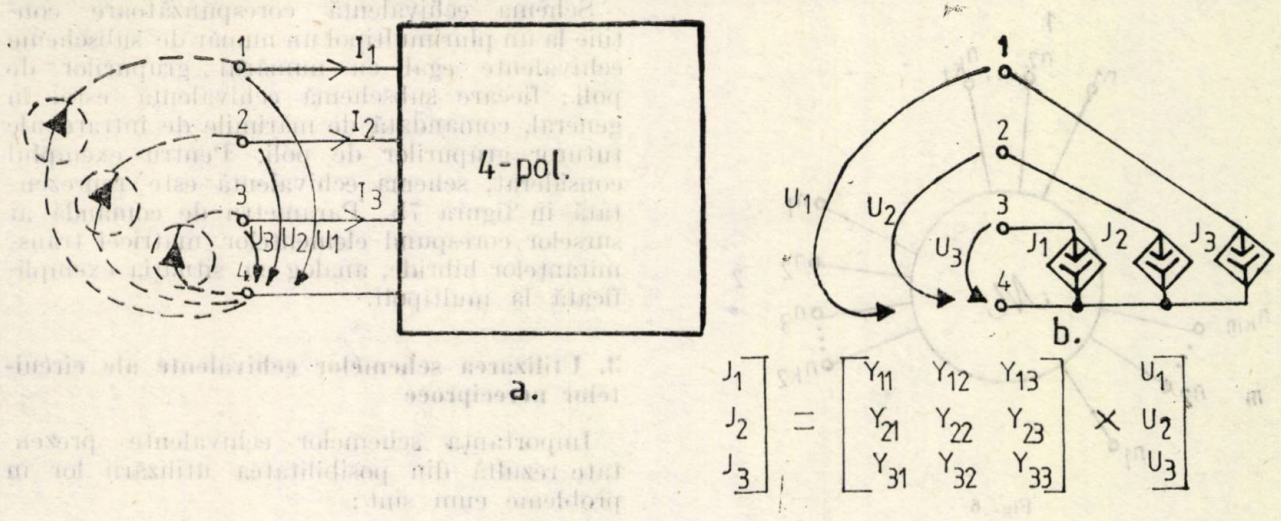


Fig. 4

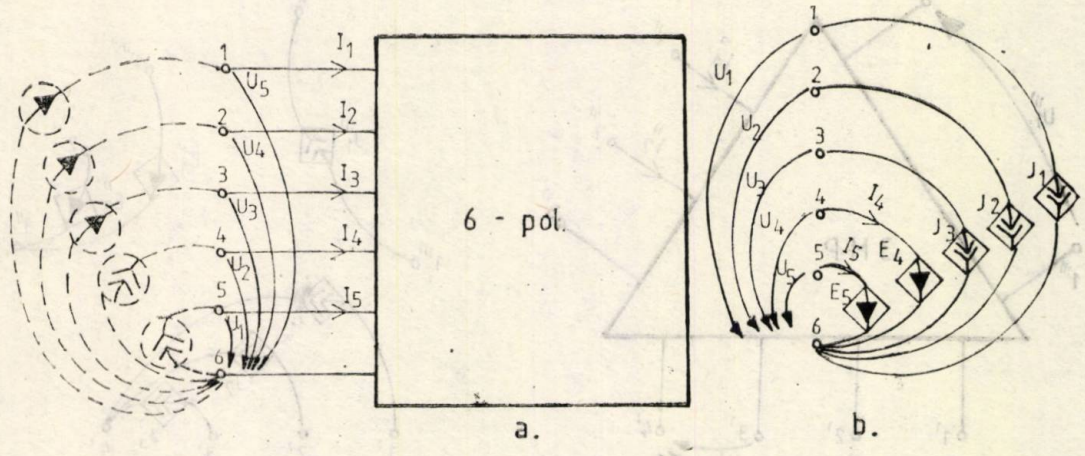


Fig. 5

(fig. 5a), cu trei mărimi de intrare tensiuni şi 2 mărimi de intrare intensităţi de curent, ecuaţia matriceală este:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ U_4 \\ U_5 \end{bmatrix} = \begin{array}{c} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ U_4 \\ U_5 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccccc} U_1 & U_2 & U_3 & I_4 & I_5 \end{array} \\ \left[\begin{array}{ccc|cc} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & B_{14} & B_{15} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & B_{24} & B_{25} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & B_{34} & B_{35} \\ \hline A_{41} & A_{42} & A_{43} & Z_{44} & Z_{45} \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & Z_{54} & Z_{55} \end{array}\right] \end{array} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} \quad (7)$$

În acest caz schema echivalentă corespunzătoare, conţine atît surse de tensiune, cît şi surse de curent multiplu comandate, de mărimile complementare mărimilor de intrare ale polilor. Matricea parametrilor de comandă a surselor multiplu comandate din schema echivalentă este o matrice neomogenă.

2. Schemele echivalente ale plurimultipolilor nereciproci

La un plurimultipol cu m grupuri de poli, fiecare cu un număr de poli oarecare n_k, pentru $k = 1, \ldots m$, fiecare grup de poli se comportă prin definiţie ca un multipol (are suma intensităţilor curenţilor nulă).

Calculul transmitanţelor între polii aceluiaşi grup sau între polii unor grupuri diferite se poate, evident, realiza ca şi la un multipol oarecare, ceea ce diferă, este doar conexiunea laturilor corespunzătoare surselor externe. Pentru fiecare grup de poli se consideră, ca şi la multipol, un sistem de surse interne conectat în stea (fig. 6). Ecuaţia în parametrii hibrizi a mărimilor de intrare şi ieşire ale sistemului de grupuri de poli al plurimultipolului este o ecuaţie cu matrice partiţionate în raport cu grupurile de poli. Ca exemplu pentru un trimultipol, cu trei grupuri de poli avînd respectiv 4, 3 şi 2 poli, ca în figura 7, ecuaţia cu parametrii hibrizi are forma:

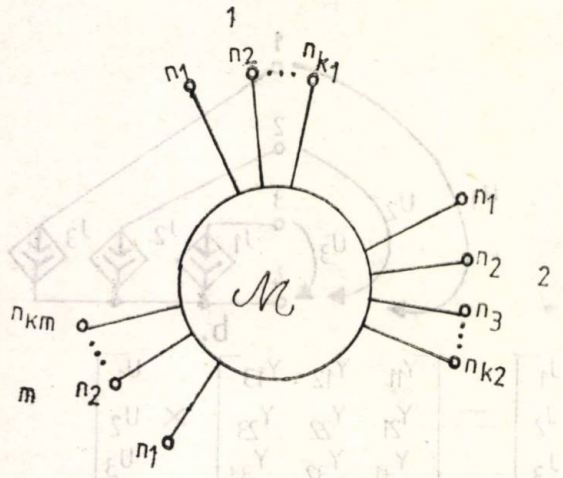


Fig. 6

Schema echivalentă corespunzătoare conține la un plurimultipol un număr de subscheme echivalente egal cu numărul grupurilor de poli; fiecare subschemă echivalentă este, în general, comandată de mărimile de intrare ale tuturor grupurilor de poli. Pentru exemplul considerat, schema echivalentă este reprezentată în figura 7b. Parametrii de comandă ai surselor corespund elementelor matricei transmitanțelor hibride, analog cu situația exemplificată la multipoli.

3. Utilizarea schemelor echivalente ale circuitelor nereciproce

Importanța schemelor echivalente prezentate rezultă din posibilitatea utilizării lor în probleme cum sînt:

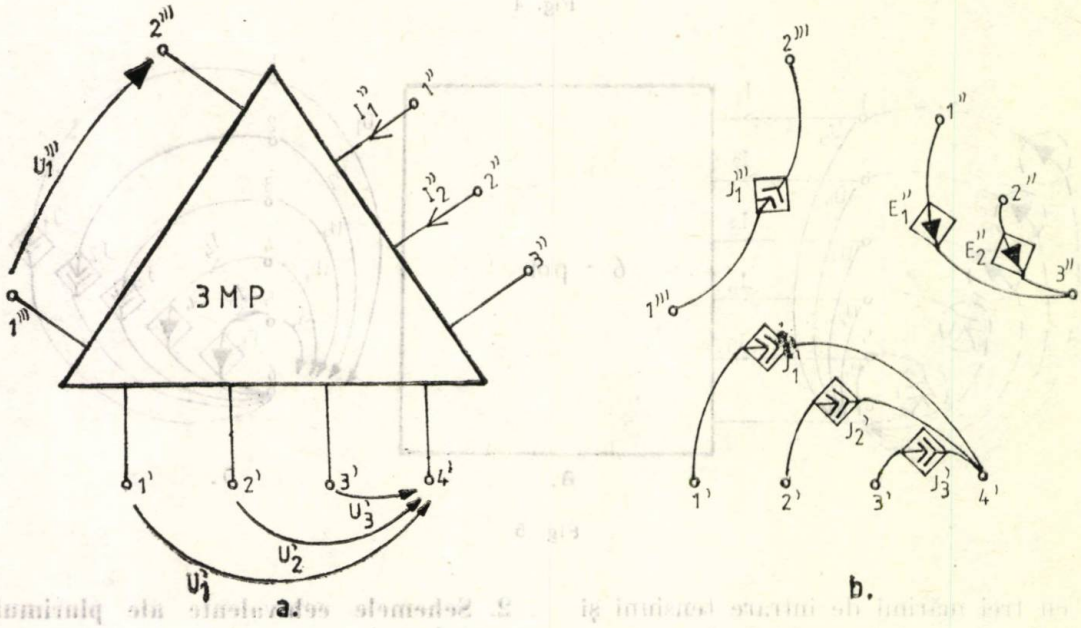


Fig. 7 a, b.

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|}
 & & U_1' & U_2' & U_3' & I_1'' \; I'' & U_1''' \\
\hline
\begin{matrix} I_1' \\ I_2' \\ I_3' \end{matrix} & \begin{matrix} I_1' \\ I_2' \\ I_3' \end{matrix} & \multicolumn{3}{c|}{[Y] \qquad [B] \qquad [Y]} & \begin{matrix} U_1' \\ U_2' \\ U_3' \end{matrix} \\
\hline
\begin{matrix} U_1'' \\ U_2'' \end{matrix} & = \begin{matrix} U_1'' \\ U_2'' \end{matrix} & \multicolumn{3}{c|}{[A] \qquad [Z] \qquad [A]} & \begin{matrix} I_1'' \\ I_2'' \end{matrix} \\
\hline
I_1''' & I_1''' & \multicolumn{3}{c|}{[Y] \qquad [B] \qquad [Y]} & I_1''' \\
\hline
\end{array} \quad . \qquad (8)$$

În exemplul considerat, mărimile de intrare sînt alese omogen (de aceeași natură) la polii fiecărui grup. În cazul cel mai general mărimile de intrare pot fi diferite și în cadrul aceluiași grup. Pentru ușurință în figura 7a s-a desenat doar mărimea de intrare la fiecare pol.

a. Exemplu de analiză diakoptică a unui circuit format din doi dimultipoli interconectați.

Fie de exemplu (fig. 8) primul dimultipol avînd un grup de 2 poli de intrare și un al doilea grup cu 3 poli de ieșire. Al 2-lea dimultipol are un prim grup cu 3 borne de intrare (legate la ieșirea primului dimultipol) și un al doilea grup format din 2 poli (poartă de ieșire).

Se determină separat schema echivalentă a fiecărui multipol în funcție de mărimile de intrare ale acestora indicate cu săgeți în figura 8. Pentru polii de ieșire ai celui de al 2-lea dimultipol se consideră mărimi de intrare complementare mărimilor de ieșire (în același sens de referință). Mărimile de ieșire de la grupul polilor de ieșire al primului dimultipol sînt mărimi de intrare pentru polii de intrare ai celui de al 2-lea dimultipol. Ca urmare, sche-

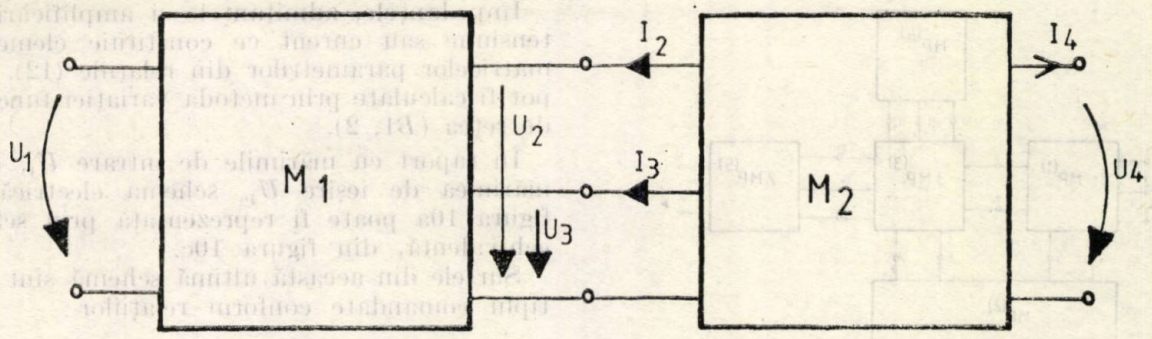
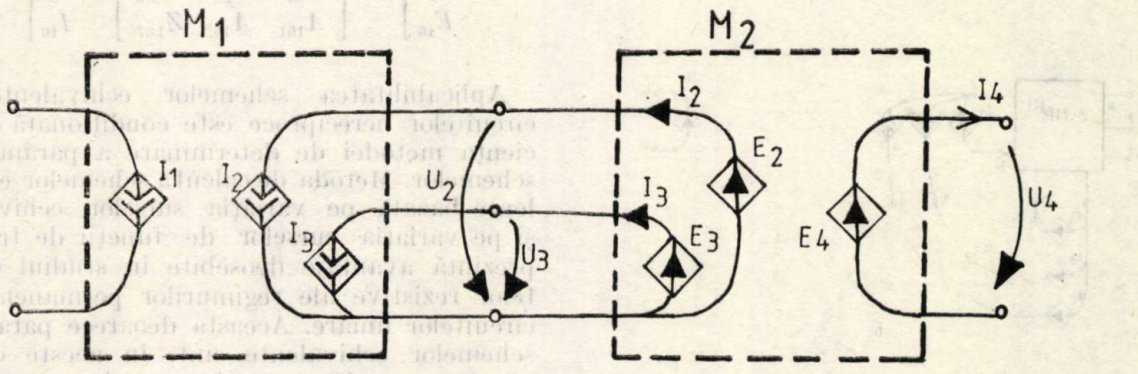


Fig. 8



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(1)} & Y_{12}^{(1)} & Y_{13}^{(1)} \\ Y_{21}^{(1)} & Y_{22}^{(1)} & Y_{23}^{(1)} \\ Y_{31}^{(1)} & Y_{32}^{(1)} & Y_{33}^{(1)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{22}^{(2)} & Z_{23}^{(2)} & Z_{24}^{(2)} \\ Z_{32}^{(2)} & Z_{33}^{(2)} & Z_{34}^{(2)} \\ Z_{42}^{(2)} & Z_{43}^{(2)} & Z_{44}^{(2)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

Fig. 9

mele echivalente au structura indicată în figura 9. Determinarea parametrilor schemelor echivalente se face așa cum s-a indicat în paragraful 2, considerînd tensiunea de intrare U_1 dată, iar curentul I_4 nul. Avînd în vedere egalitatea mărimilor de intrare, respectiv ieșire menționată, ecuațiile tensiunilor la polii de legătură, date de schemele echivalente, sînt:

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{22}^{(2)} & Z_{23}^{(2)} \\ Z_{32}^{(2)} & Z_{33}^{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_{21}^{(1)} & Y_{22}^{(1)} & Y_{23}^{(1)} \\ Y_{31}^{(1)} & Y_{32}^{(1)} & Y_{33}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Ca urmare, tensiunile polilor de legătură se obțin prin inversarea unei matrice de un ordin redus la doi:

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \left([1_{(2)}] - \begin{bmatrix} Z_{22}^{(2)} & Z_{23}^{(2)} \\ Z_{32}^{(2)} & Z_{33}^{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_{22}^{(1)} & Y_{23}^{(1)} \\ Y_{32}^{(1)} & Y_{33}^{(1)} \end{bmatrix} \right)^{-3} \cdot \begin{bmatrix} Z_{22}^{(2)} & Z_{23}^{(2)} \\ Z_{32}^{(2)} & Z_{33}^{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_{21}^{(1)} \\ Y_{31}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot U_1] \cdot \quad (10)$$

Mărimea de ieșire a sistemului format din cei doi dimultipoli interconectați are deci expresia:

$$\boldsymbol{U}_4 = [\boldsymbol{Z}_{42}^{(2)} \boldsymbol{Z}_{43}^{(2)}] \left(\begin{bmatrix} Y_{21}^{(1)} \\ Y_{31}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{U}_1] + \begin{bmatrix} Y_{22}^{(1)} & Y_{23}^{(1)} \\ Y_{32}^{(1)} & Y_{33}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_2 \\ \boldsymbol{U}_3 \end{bmatrix} \right) \cdot \quad (11)$$

b. Exemplu de simplificare a unei scheme electrice prin înlocuirea unor subscheme ale ei prin cîte o schemă echivalentă.

Schema electrică reprezentată în figura 10a conține trimultipolul $3MP^{(3)}$, dimultipolii $2MP^{(1)}$, $2MP^{(5)}$ și multipolii $MP^{(2)}$, $MP^{(4)}$.

În figura 10b se prezintă schema echivalentă simplificată, obținută pentru circuitul din figura 10a, prin înlocuirea multipolului $MP^{(2)}$ cu o schemă echivalentă formată din trei surse de tensiune și a subschemei formată din ele-

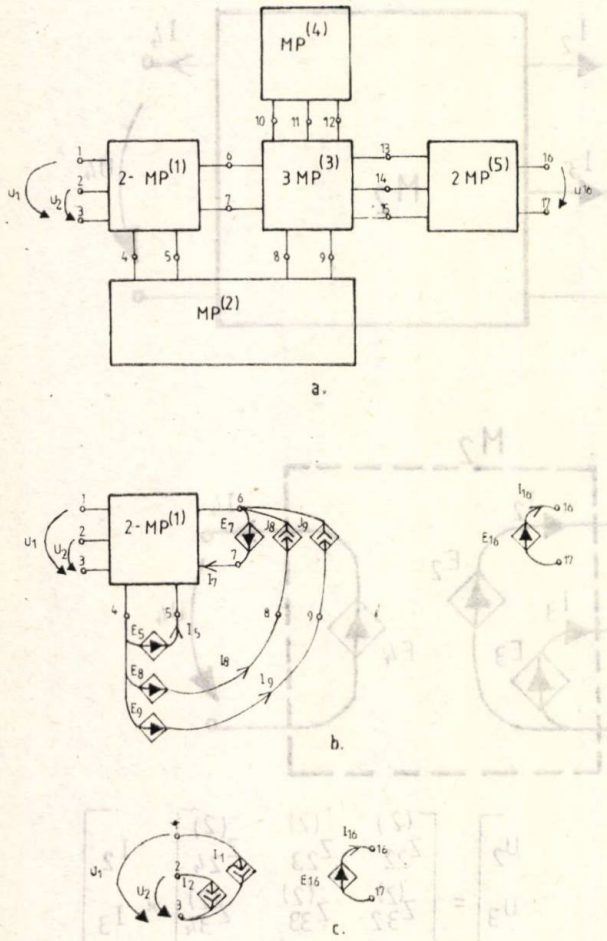


Fig. 10

mentele $3MP^{(3)}$, $MP^{(4)}$ și $2MP^{(5)}$ printr-o schemă echivalentă cu două surse de curent și două surse de tensiune.

Sursele din schemele echivalente sînt multiplu comandate conform relațiilor:

$$\begin{bmatrix} E_5 \\ E_8 \\ E_9 \end{bmatrix} = [Z^{(2)}] \cdot \begin{bmatrix} I_5 \\ I_8 \\ I_9 \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

respectiv:

$$\begin{bmatrix} J_8 \\ J_9 \\ E_7 \\ E_{16} \end{bmatrix} = [H^{(3,4,5)}] \cdot \begin{bmatrix} U_8 \\ U_9 \\ I_7 \\ I_{16} \end{bmatrix}. \qquad (13)$$

Impedanțele, admitanțele și amplificările în tensiune sau curent ce constituie elementele matricelor parametrilor din relațiile (12), (13), pot fi calculate prin metoda variației funcțiilor de rețea (*B*1, 2).

În raport cu mărimile de intrare U_1, U_2 și mărimea de ieșire U_{16} schema electrică din figura 10a poate fi reprezentată prin schema echivalentă, din figura 10c.

Sursele din această ultimă schemă sînt multiplu comandate conform relațiilor:

$$\begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ E_{16} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & B_{116} \\ Y_{21} & Y_{22} & B_{216} \\ A_{161} & A_{162} & Z_{1616} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_{16} \end{bmatrix} \cdot \qquad (14)$$

Aplicabilitatea schemelor echivalente ale circuitelor nereciproce este condiționată de eficiența metodei de determinare a parametrilor schemelor. Metoda de calcul a schemelor echivalente bazată pe variația surselor echivalente și pe variația surselor de funcții de transfer prezintă avantaje deosebite în studiul circuitelor rezistive ale regimurilor permanente ale circuitelor liniare. Aceasta deoarece parametrii schemelor echivalente sînt, în aceste cazuri, constante reale respectiv complexe cu valori ce se determină simplu prin algoritmi de calcul bazați pe formula (4). Aplicarea metodei la studiul circuitelor neliniare este posibilă pe baza liniarizării pe porțiunea caracteristicilor. Analiza regimurilor tranzitorii prin metoda variabilelor de stare poate fi ușurată calculînd funcțiile de transfer ale rețelei rezistive la care sînt conectate elementele reactive ale circuitului.

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* A new method for analysing complex networks based on iterativ hybrid network functions computation. În: Revue roumaine des sciences techniques, Sèrie Electrotéchnique et Energetique, **Tome 25,** 1980, nr. 4, p. 537–547.

[2] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* An optimal method for hybrid transfer functions computation. 4 – *th* International conference on control systems and computer science. Bucharest Polytechnical Institute, Departament of Control and Computers, 17–20 June 1981, p. 133–136, **vol. I.**

[3] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice, București, Editura tehnică, 1979.

[4] *Brown, M.* Solution of large networks by matrix methods. John Wiley and Sons, New York, 1977.

CZ 621.396.6 : 512.831

CIRCUIT ELECTRIC NERECIPROC
MATRICE DE INCIDENȚĂ
ELEMENTE ÎN EXCES

Utilizarea unei tehnici de calcul cu matrice rare în determinarea arborelui normal comun și a matricelor incidențelor esențiale

MIHAI IORDACHE * — BUCUREȘTI

Introducere

Una din problemele cheie ale analizei circuitelor electrice este și determinarea unui arbore care să îndeplinească anumite condiții, numit uzual *arbore normal* (*arborescență normală*, pentru circuitele neconexe).

În cazul analizei circuitelor electrice nereciproce, cînd pentru formularea sistematică a teoremelor lui Kirchhoff se asociază circuitului studiat două grafuri, unul de curent G^I și altul de tensiune G^U [1, 2], este necesară selectarea aceluiași arbore normal numit — *arbore normal comun* (*ANC*) (*arborescență normală comună* (*ARNC*), pentru circuitele neconexe).

În general, pentru determinarea unui *ANC* (*ARNC*) se utilizează matricea de incidență laturi-noduri sau matricea de incidență laturi-bucle [1, 2, 3]. Atît matricea de incidență laturi-noduri, cît și matricea de incidență laturi-bucle sînt matrice rare, conținînd puține elemente nenule. De aceea, utilizarea acestor matrice de incidență în determinarea *ANC* (*ARNC*) conduce la consum mare de memorie.

În lucrare se prezintă o metodă originală de determinare a *ANC*(*ARNC*), metodă ce utilizează o tehnică de calcul cu matrice rare, în sensul că, pentru descrierea celor două grafuri se folosește cît o matrice formată din patru linii și l coloane (l fiind numărul de laturi ale celor două grafuri), numite — *matrice de descriere* (*MD*).

Fiecare coloană a *MD* este formată din: indicele laturii, nodul inițial, nodul final și tipul laturii căreia i s-a asociat coloana respectivă. De fapt, liniile *2* și *3* ale *MD* a unui graf reprezintă, ca număr, elementele nenule ale matricei de incidență laturi-noduri.

Metoda expusă în lucrare permite, de asemenea, identificarea ca număr și tip a elementelor în exces. Cunoașterea elementelor în exces ca număr și tip prezintă o deosebită importanță în analiza circuitelor electrice în regim tranzitoriu și în analiza circuitelor electrice neliniare, în general [3, 4, 5, 6, 7]. În funcție de tipul și numărul elementelor în exces se pot stabili: gradul de complexitate al circuitului, structura ecuațiilor ce guvernează regimul studiat și dacă anumiți termeni ai ecuațiilor sînt nuli sau nu.

Complexitatea ecuațiilor circuitelor electrice depinde nemijlocit de natura elementelor în exces [3, 6, 7]. Prezența anumitor tipuri de elemente în exces în structura circuitului, cum ar fi: buclele independente formate numai din condensatoare ideale (rezistoare neliniare controlate în tensiune, *c.u.*) și laturi de comandă ale surselor comandate în curent — bucle de tipul $C_i(R_{u-i})$; buclele independente alcătuite numai din condensatoare ideale (rezistoare neliniare *c.u.*), surse ideale independente de tensiune (*SIIT*) și surse ideale de tensiune comandate — bucle de tipul $C-E-E_c(R_u-E-E_c)$; suprafețele de secțiune independente formate numai din bobine ideale (rezistoare neliniare controlate în curent *c.i.*) și laturi de comandă ale surselor ideale comandate în tensiune — suprafețe de secțiune de tipul $L_u(R_{i-u})$ etc., conduc la schimbarea esențială a structurii ecuațiilor de stare (în anumite cazuri circuitul respectiv nu mai poate fi descris, în regim tranzitoriu, de un set complet de ecuații de stare) [4, 6] sau a ecuațiilor hibride în cazul analizei hibride a circuitelor rezistive neliniare [3, 5, 7].

Pentru stabilirea gradului de complexitate a unui circuit electric dat se poate folosi un graf redus al circuitului, graf în care laturile surselor comandate sînt modelate prin goluri și scurtcircuite [8].

În lucrarea de față este prezentată, de asemenea, o metodă de determinare a matricelor incidențelor esențiale $(MIE)\Lambda$, β corespunzătoare *ANC* (*ARNC*) din cele două grafuri G^I, G^U.

În conformitate cu metoda de determinare a *ANC*(*ARNC*) și a *MIE*, expusă în lucrare, sa elaborat un program de calcul în limbaj FORTRAN care este prezentat în [9].

1. Determinarea *ANC* (*ARNC*) corespunzător grafurilor G^I și G^U

Fiecare latură a circuitului se consideră formată dintr-un singur element dipolar. Elementele diport (giratoarele, invertoarele, transformatoarele ideale etc.) se înlocuiesc cu scheme echivalente formate din: surse ideale coman-

* Institutul politehnic — București.

date, condensatoare C, rezistoare R, și bobine L [2, 3, 4]. Circuitul electric studiat poate fi sau nu conex și poate conține orice tip de element de circuit multipol sau multiport ce prezintă o schemă echivalentă cu elemente dipolare de tipul: E, C, R, L și surse comandate.

ANC(*ARNC*) trebuie să conțină, conform definiției [1, 3, 4], anumite tipuri de elemente de circuit din structura circuitului analizat. Pentru aceasta, elementele circuitului se împart în cinci tipuri numerotate: 1, 2, 3, 4, 5.

Tipul 1 de elemente conține: sursele ideale independente de tensiune (*SIIT*), laturile comandate ale surselor ideale de tensiune comandate și laturile de comandă ale surselor ideale de curent comandate în curent. În structura elementelor de tipul 2 intră condensatoarele și rezistoarele neliniare *c.u.*. Din categoria elementelor de tip 3 fac parte rezistoarele liniare. Mulțimea elementelor de tipul 4 conține: bobinele (inclusiv bobinele prin care sînt simultate cuplajele magnetice [4]) și rezistoarele neliniare *c.i.*. Tipul 5 de elemente cuprinde: laturile de comandă ale surselor ideale de tensiune comandate în tensiune, laturile comandate ale surselor ideale de curent comandate și sursele ideale independente de curent (*SIIC*).

Deoarece sursele comandate sînt echivalente cu rezistoare liniare sau neliniare, ce ocupă poziții diferite în cele două grafuri G^I și G^U, după determinarea *ANC*(*ARNC*) aceste rezistoare se includ în mulțimea elementelor de tipul 3, dacă sînt liniare, în mulțimea elementelor de tipul 2, dacă sînt neliniare *c.u.* și în cea a elementelor de tipul 4, dacă sînt neliniare *c.i.*.

S-au împărțit elementele circuitului analizat în cele cinci categorii pentru a putea (așa cum se va vedea în cele ce urmează) determina și elementele în exces ale circitului: buclele independente formate numai din: *SIIT* (laturi de tip E) și/sau surse de tensiune comandate în curent și laturi comandate ale surselor de tensiune comandate în tensiune (laturi de tip E_c) și/sau laturi de comandă ale surselor de curent comandate în curent (laturi de tip J_C) și/sau condensatoare (laturi de tip C) și/sau rezistoare neliniare *c.u.* (laturi de tip R_u) — bucle de tipul $E-E_c-C-R_u$ și suprafețele de secțiune independente intersectate numai de: bobine (laturi de tip L) și/sau laturi de comandă ale surselor de tensiune comandate în tensiune (laturi de tip E_C) și/sau laturi comandate ale surselor de curent comandate în curent și surse de curent comandate în tensiune (laturi de tip J_c) și/sau rezistoare neliniare *c.i.* (laturi de tip R_i) și/sau *SIIC* (laturi de tip J) — suprafețe de secțiune de tipul $L-E_C-J_c-R_i-J$.

Pentru fiecare latură scurtcircuitată în graful G^U sau în graful G^I se păstrează nodul în care intră sensul de referință al tensiunii, respectiv al curentului.

Determinarea unui *ANC* (*ARNC*) care să cuprindă: toate laturile de tip E, E_c, și J_C, un număr maxim posibil de condensatoare, un număr maxim posibil de rezistoare neliniare *c.u.* și nici o latură de tipul E_C, J_c sau J, comportă următoarele etape:

1. Se înlocuiesc cuplajele magnetice, transformatoarele ideale, giratoarele, invertoarele și elementele multipolare sau multiport de circuit prin scheme echivalente formate numai din: surse ideale comandate, C, R_u, R_i, R și L;

2. Se simulează sursele comandate prin rezistoare liniare (neliniare) ce ocupă poziții diferite în cele două grafuri G^I și respectiv G^U;

3. Se formează grafurile G_E^I și G_E^U ale circuitului format numai din elemente de tipul: E, E_c și J_C, și se caută, în matricele de descriere a celor două grafuri, dacă există bucle (inclusiv bucle proprii). Dacă se depistează o buclă într-unul din cele două grafuri, circuitul studiat este redondant (în sensul că a doua teoremă a lui Kirchhoff nu este satisfăcută pe o astfel de buclă) și nu poate conține un *ANC* (*ARNC*);

4. Dacă grafurile G_E^I și G_E^U nu conțin nici o buclă, procedeul de determinare a unui *ANC* (*ARNC*) continuă prin alcătuirea grafurilor G_C^I și G_C^U corespunzătoare circuitului format numai din condensatoare. Se determină buclele corespondente în aceste două grafuri și buclele care aparțin fie numai lui G_C^I, fie numai lui G_C^U. Se elimină din buclele corespodente cîte un condensator comun acestor bucle, iar din celelalalte bucle depistate fie numai în G_C^I, fie numai în G_C^U cîte un condensator, pînă ce nu mai există nici o buclă în G_C^I și în G_C^U, obținîndu-se astfel arborescența $G_{C'}^I$, respectiv $G_{C'}^U$. Numărul de condensatoare eliminate reprezintă numărul total de bucle formate din condensatoare în grafurile G^I și G^U sau numai în graful G^I sau numai în graful G^U;

Observația 1

Buclele corespondente în grafurile G^I și G^U se determină astfel:

a. Se determină o buclă în graful G^U și din toate laturile care formează bucla respectivă se reține numai laturile corespunzătoare ultimului tip de elemente de circuit introduse în cele două grafuri (de exemplu, în grafurile G_{EC}^U și G_{EC}^I se reține toate laturile buclei de tip C);

b. Se determină o buclă în graful G^I care conține cel puțin o latură din cele înregistrate la punctul *a*;

c. Se elimină o latură din cele înregistrate, comună celor două bucle corespondente și pro-

cesul se reia cu punctul *a* pînă cînd nu mai există nici o buclă corespondentă în cele două grafuri.

Deci, buclele corespondente grafurilor G^U și G^I sînt acelea care conțin cel puțin o latură a ultimului tip de elemente de circuit care s-au introdus în cele două grafuri.

Observația 2

Determinarea buclelor într-un graf se face astfel :

1. Se formează *MD* corespunzătoare grafului considerat.

2. Se caută pe liniile *2* și *3* ale *MD* dacă un nod există o singură dată. Dacă se găsește un astfel de nod, se elimină, cu regula 1, latura corespunzătoare coloanei pe care se afla nodul găsit. Un astfel de nod, fiind nod de gradul 1[2], nu poate aparține unei bucle. Se procedează, în modul descris mai sus, cu toate nodurile de gradul 1 din *MD*.

3. Se elimină, cu regula 1, buclele proprii (buclele formate dintr-o singură latură).

4. Dacă în urma procesului descris la punctele 2 și 3 nu mai există laturi ale căror coloane să rămînă nemodificate, înseamnă că graful considerat nu conține nici o buclă (cu excepția celor proprii eliminate la punctul 3). În caz contrar, cu laturile corespunzătoare coloanelor nemodificate se formează doi vectori unul, $NL(I)$, cu elementele din linia *1* a *MD* (linie ce conține ordinea laturilor din graf) și celălalt, $ND(I)$, cu nodurile corespunzătoare laturilor din linia *1* a *MD*. Acești vectori se completează simultan în felul următor :

4.1. Se introduce în $NL(I)$ primul element (latură) din linia *1* a *MD* corespunzătoare primei coloane nemodificată la punctele 2 și 3, fie aceasta latura l_k, iar în $ND(I)$ nodurile sale în ordinea nodul inițial și apoi nodul final, fie acestea n_i, n_j. Se caută în liniile *2* și *3* ale *MD* dacă unul din nodurile n_k sau n_j mai este cel puțin o dată (evident se începe cu nodul n_k și se testează dacă acesta mai există cel puțin o dată, în caz contrar se începe cu nodul n_j) ;

4.2. Se completează vectorul $NL(I)$ cu latura l_g corespunzătoare coloanei pe care s-a găsit nodul căutat, iar vectorul $ND(I)$ cu celălalt nod a laturii l_g, fie acesta n_g. Se verifică dacă vectorul $ND(I)$ conține un nod identic cu nodul n_g. În caz afirmativ înseamnă că s-a găsit o buclă și se elimină, cu regula 1, o latură din bucla depistată. Cînd nodul n_g nu se găsește printre celelalte noduri ale vectorului $ND(I)$ se merge la pasul 5 ;

5. Se verifică în liniile *2* și *3* ale *MD* dacă, exceptînd coloanele corespunzătoare elementelor din vectorul $NL(L)$, nodul n_g mai există și se reia procesul de la punctul 4.2.

Procedeul se continuă pînă ce graful considerat nu mai conține nici o buclă.

Regula 1

Eliminarea unei laturi dintr-o buclă (sau, în general, dintr-un graf) înseamnă a înlocui cu zerouri sau a schimba semnul elementelor de pe liniile *2* și *3* ale *MD* corespunzătoare coloanei laturii eliminate.

Pentru exemplificarea procedeului de determinare a buclelor dintr-un graf se consideră circuitul electric din figura 1. Graful de curent G^I corespunzător acestui circuit este reprezentat în figura 2, iar cel de tensiune G^U, în figura 3. Fie subgraful format din laturile {12, 13, 14, 15, 20, 21, 26} în graful G^U(fig. 3). Matricea de descriere a acestui subgraf este :

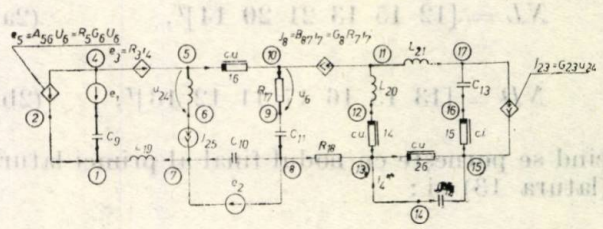


Fig. 1. Schema circuitului.

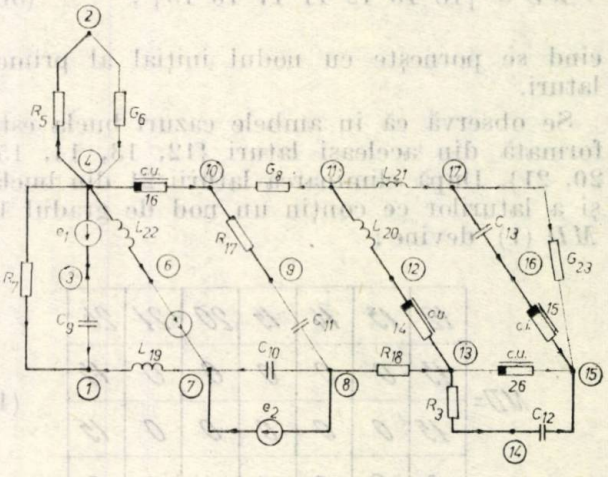


Fig. 2 Graful de curent G^I.

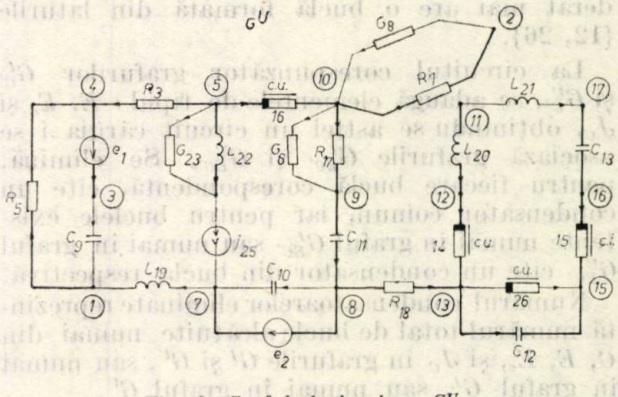


Fig. 3. Graful de tensiune G^U.

$$MD = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 12 & 13 & 14 & 15 & 20 & 21 & 26 \\ \hline 13 & 17 & 12 & 16 & 11 & 11 & 13 \\ \hline 15 & 16 & 13 & 15 & 12 & 17 & 15 \\ \hline 2 & 2 & 2 & 4 & 4 & 4 & 2 \\ \hline \end{array} \quad (1)$$

Se observă că MD (1) nu conține nici un nod de gradul 1. Vectorii NL și ND au structura:

$$NL = [12\ 15\ 13\ 21\ 20\ 14]^T, \quad (2a)$$

$$ND = [13\ 15\ 16\ 17\ 11\ 12\ 13]^T, \quad (2b)$$

cînd se pornește cu nodul final al primei laturi (latura 13) și:

$$NL = [12\ 14\ 20\ 21\ 13\ 15]^T, \quad (3a)$$

$$ND = [13\ 15\ 12\ 11\ 17\ 16\ 15]^T, \quad (3b)$$

cînd se pornește cu nodul inițial al primei laturi.

Se observă că în ambele cazuri bucla este formată din aceleași laturi {12, 13, 14, 15, 20, 21}. După eliminarea laturii 21 din buclă și a laturilor ce conțin un nod de gradul 1, MD (1) devine:

$$MD = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 12 & 13 & 14 & 15 & 20 & 21 & 26 \\ \hline 13 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 13 \\ \hline 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 \\ \hline 2 & 2 & 2 & 4 & 4 & 4 & 2 \\ \hline \end{array} \quad (4)$$

Din MD (4) se observă că subgraful considerat mai are o buclă formată din laturile {12, 26}.

La circuitul corespunzător grafurilor $G^I_{C'}$ și $G^U_{C'}$, se adaugă elementele de tipul: E, E_c și J_C, obținîndu-se astfel un circuit căruia i se asociază grafurile $G^I_{EC'}$ și $G^U_{EC'}$. Se elimină, pentru fiecare buclă corespondentă, cîte un condensator comun, iar pentru buclele existente numai în graful $G^I_{EC'}$ sau numai în graful $G^U_{EC'}$ cîte un condensator din bucla respectivă.

Numărul condensatoarelor eliminate reprezintă numărul total de bucle alcătuite numai din C, E, E_c, și J_C în grafurile G^I și G^U, sau numai în graful G^I, sau numai în graful G^U.

Grafurile obținute în urma eliminării tuturor buclelor de tipul celor de mai sus se notează $G^I_{EC''}$, respectiv $G^U_{EC''}$.

6. Se formează grafurile G^I_{Ru} și G^U_{Ru} corespunzătoare circuitului format numai din rezistoare neliniare *c.u.*. Se elimină, pentru fiecare buclă corespondentă acestor grafuri, cîte un rezistor neliniar *c.u.* comun, iar pentru buclele găsite numai în G^I_{Ru}, sau numai în G^U_{Ru}, cîte un rezistor neliniar *c.u.*, obținîndu-se, după eliminarea tuturor buclelor din G^I_{Ru} și G^U_{Ru}, arborescența $G^I_{Ru'}$, respectiv $G^U_{Ru'}$. Numărul rezistoarelor neliniare *c.u.* eliminate, reprezintă numărul total de bucle formate numai din R_u în grafurile G^I și G^U sau numai în graful G^I sau numai în graful G^U.

7. Se adaugă la circuitul corespunzător grafurilor $G^I_{EC''}$ și $G^U_{EC''}$ circuitul corespunzător grafurilor $G^I_{Ru'}$ și $G^U_{Ru'}$, obținîndu-se un circuit căruia i se asociază grafurile $G^I_{EC''Ru'}$ și $G^U_{EC''Ru'}$. Se elimină, pentru fiecare buclă corespondentă acestor grafuri cîte un rezistor neliniar *c.u.*, iar pentru fiecare buclă existentă numai în $G^I_{EC''Ru'}$, sau numai în $G^U_{EC''Ru'}$, cîte un rezistor neliniar *c.u.*, obținîndu-se, după eliminarea tuturor buclelor, arborescența $G^I_{EC''Ru''}$, respectiv $G^U_{EC''Ru''}$. Numărul rezistoarelor neliniare *c.u.* eliminate este egal cu numărul total de bucle alcătuite numai din E, E_c, J_C, C și R_u în grafurile G^I și G^U sau numai în graful G^I sau numai în graful G^U.

8. Se introduce în circuitul corespunzător grafurilor $G^I_{EC''Ru''}$ și $G^U_{EC''Ru''}$, pe rînd, cîte un element de tipul R. Se păstrează numai acele elemente de tipul R care nu formează bucle în $G^I_{EC''Ru''}$ și/sau în $G^U_{EC''Ru''}$, obținîndu-se în acest mod un circuit căruia îi corespunde grafurile $G^I_{EC''Ru''R'}$ și $G^U_{EC''Ru''R'}$.

9. Se adaugă la circuitul obținut la punctul 8 rezistoarele neliniar *c.i.*, unul cîte unul. Se păstrează numai acele rezistoare neliniare *c.i.* care nu formează bucle în graful $G^I_{EC''Ru''R'}$ și/sau în graful $G^U_{EC''Ru''R'}$ rezultînd astfel un circuit cu grafurile $G^I_{EC''Ru''R'Ri'}$ și $G^U_{EC''Ru''R'Ri'}$.

10. Se introduc în circuitul obținut la punctul 9 bobinele (inclusiv cele prin care sau simulat cuplajele magnetice) una cîte una. Se reține bobinele care nu alcătuiesc bucle în graful $G^I_{EC''Ru''R'Ri'}$ și/sau în graful $G^U_{EC''Ru''R'Ri'}$, obținîndu-se astfel un circuit căruia îi corespund grafurile $G^I_{EC''Ru''R'Ri'L'}$, $G^U_{EC''Ru''R'Ri'L'}$. Numărul bobinelor este egal cu numărul suprafețelor de secțiune intersectate numai de elemente de tip L sau elemente de tipul: E_C, J_c și J.

11. Se introduc pe rînd, unul cîte unul în circuitul obținut la punctul 10 elementele de circuit de tipul E_C, J_c și J. Dacă cel puțin unul

din aceste elemente nu formează buclă în graful G^I sau în graful G^U, înseamnă că circuitul analizat conţine o suprafaţă de secţiune intersectată numai de elemente de tipul : E_C, J_c şi J, şi circuitul este nedeterminat (în sensul că pe o astfel de suprafaţă de secţiune nu este satisfăcută teorema întîi a lui Kirchhoff). În acest caz circuitul studiat nu are un *ANC* (*ARNC*). Dacă elementele E_C, J_c, şi J adăugate pe rînd unul cîte unul circuitului obţinut la punctul 10 formează bucle atît în G^I cît şi în G^U, *ANC*(*ARNC*) este chiar $G^I_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ ($G^U_{EC''Ru''R'Ri'L'}$) cu condiţia ca aceste graf să conţină $n_t - n_s$ laturi (n_t fiind numărul total de noduri ale circuitului, iar n_s numărul total de părţi separate ale circuitului) şi toate nodurile circuitului sau să aibă $n_t - n_s$ laturi şi să nu conţină bucle.

Numărul total al suprafeţelor de secţiune intersectate numai de bobine şi elemente de tipul E_C, J_c şi J este egal cu numărul bobinelor ramuri ce aparţin buclelor formate prin introducerea elementelor de tipul E_C, J_c şi J în grafurile $G^I_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ şi $G^U_{EC''Ru''R'Ri'L'}$, iar numărul suprafeţelor de secţiune intersectate numai de bobine este egal cu numărul celorlalte bobine ramuri.

Numărul rezistoarelor neliniare *c.i.* ramuri este egal cu suma dintre numărul suprafeţelor de secţiune intersectate numai de rezistoare neliniare *c.i.* şi numărul suprafeţelor de secţiune intersectate numai de rezistoare neliniare *c.i.* şi elemente de circuit de tipul E_c şi/sau J_c şi/sau J în circuitul rezistiv $\mathcal{R}_R$. Circuitul rezistiv $\mathcal{R}_R$ se asociază unui circuit electric analizat în regim tranzitoriu pentru a determina, la fiecare pas de integrare, anumite mărimi (curenţi, tensiuni) în funcţie de setul ales de variabile de stare şi în funcţie de mărimile de intrare ale circuitului [4].

Din metoda de determinare a unui *ANC* (*ARNC*) prezentată mai sus, rezultă o teoremă de existenţă a acestuia.

Teorema 1

Grafurile de curent G^I şi de tensiune G^U ale unui circuit electric dat (conex sau nu) are un *ANC* (o *ARNC*) dacă şi numai dacă sînt satisfăcute următoarele afirmaţii :

1) Grafurile G^I_E şi G^U_E nu conţin nici o buclă ;

2) Grafurile G^I şi G^U nu conţin nici o suprafaţă de secţiune intersectată numai de elemente de circuit de tipul E_C şi/sau J_c şi/sau J ;

3) Grafurile $G^I_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ şi $G^U_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ să conţină toate nodurile circuitului dat şi să aibă $n_t - n_s$ laturi sau să conţină toate nodurile şi să nu aibă nici o buclă.

Cînd aceste condiţii sînt satisfăcute *ANC*(*ARNC*) este chiar $G^I_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ în G^I şi $G^U_{EC''Ru''R'Ri'L'}$ în G^U. Demonstraţia teoremei 1 rezultă din însăşi metoda de determinare a unui *ANC*(*ARNC*) prezentată mai sus. Evident, *ANC*(*ARNC*) nu este unic. Pentru circuitul electric din figura 1 *ANC* este format din laturile : {1, 2, 3, 5, 7, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 20, 22}, laturi ce sînt desenate îngroşat în figurile 2 şi 3.

2. Determinarea MIE Λ şi β corespunzătoare grafurilor G^I, G^U

Pentru determinarea *MIE* Λ, β corespunzătoare grafurilor G^I, G^U se pleacă de la faptul că dacă într-un graf dat conex sau nu se alege un arbore (arborescenţă) de referinţă, setul de bucle independente ale grafului considerat se poate determina asociind fiecărei laturi coarde cîte o buclă astfel încît sensul ales pe buclă să coincidă cu sensul de referinţă al coardei şi toate celelalte laturi ale buclei să fie laturi ramuri [2, 3]. Procedînd astfel, matricea de incidenţă laturi-bucle, pentru graful considerat, are forma

$$[C_{bl}] = \left| \underbrace{[1]}_{n_c} \middle| \underbrace{-\Lambda^T}_{n_a} \right| \Big\}^{n_c}_{n_a}, \qquad (5)$$

unde n_a este numărul laturilor ramuri, n_c numărul laturilor coarde, $[1]_{n_c \times n_c}$ este matricea unitate, iar Λ este *MIE*.

Relaţia (5) arată că dacă se cunoaşte matricea de incidenţă laturi — bucle, determinînd setul de bucle independente ale grafului considerat, conform procedeului expus mai sus, rezultă imediat *MIE*.

Practic se determină direct *MIE*, fără a mai fi nevoie de determinarea matricei de incidenţă laturi-bucle, extrăgînd din matricea de incidenţă laturi-bucle *MIE*. Procedeul constă în următoarele :

— se introduce cîte o latură coardă din G^I (G^U) în *ANC* şi se identifică laturile din care este formată bucla obţinută prin introducerea laturii coardă ;

— se compară sensul de referinţă al laturilor ramuri din bucla astfel formată cu sensul de referinţă al laturii coardă, căreia i s-a ataşat bucla respectivă, şi se completează pe coloana corespunzătoare acestei coarde cu −1 cînd sensurile de referinţă coincid, cu +1 cînd sensurile de referinţă sînt contrare şi cu zero cînd latura ramură nu aparţine buclei respective.

Procedînd astfel pentru toate laturile coarde din $G^I(G^U)$ se obţine *MIE* Λ(β).

Pentru graful de curent G^I din figura 2 *MIE* Λ are forma :

$$\Lambda = \begin{array}{c|cccccccc} & 9 & 10 & 26 & 6 & 8 & 23 & 19 & 21 & 25 \\ \hline 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 11 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 12 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 13 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 16 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 5 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 18 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 22 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{array} \quad (6)$$

3. Concluzii

Metoda de determinare a *ANC* (*ARNC*) şi a *MIE* Λ, β corespunzătoare grafurilor G^I, G^U, prezentată în lucrare, este generală şi deosebit de eficientă în analiza, proiectarea şi sinteza circuitelor electrice.

Circuitul studiat poate conţine : oricare din cele patru tipuri de surse comandate, cuplaje magnetice, transformatoare ideale, giratoare, invertoare, rezistoare neliniare *c.u.*, rezistoare neliniare *c. i.* şi, în general, orice element multipol sau multiport de circuit care prezintă o schemă echivalentă cu elemente dipolare de circuit şi cu surse comandate. Astfel de circuite sînt, în general, cele mai complexe circuite electrice întîlnite în practică.

Utilizarea unei tehnici de calcul cu matrice rare, în sensul că cele două grafuri G^I şi G^U sînt descrise de cîte o matrice formată din patru linii şi l coloane, numite matrice de descriere (*MD*), conduce, spre deosebire de alte metode existente în literatură [1, 2, 3], la o economisire considerabilă a memoriei şi chiar a timpului de calul [9].

Metoda de determinare a *ANC*(*ARNC*) şi *MIE*, Λ, β permite identificarea elementelor în exces atît ca număr cît şi ca tip.

Cunoaşterea elementelor în exces ca număr şi ca tip este de o importanţă deosebită în analiza circuitelor electrice în regim tranzitoriu şi în analiza circuitelor electrice neliniare în orice regim de funcţionare. Aproape toate metodele de analiză a circuitelor electrice neliniare pornesc de la selectarea unui arbore care trebuie să îndeplinească anumite condiţii, în funcţie de care se simplifică formularea ecuaţiilor ce descriu regimul de funcţionare analizat.

Prezenţa anumitor tipuri de elemente în exces pot conduce la complicarea structurii ecuaţiilor de stare (în cazul analizei circuitelor electrice în regim tranzitoriu cu metoda variabilelor de stare) şi uneori chiar la imposibilitatea aducerii ecuaţiilor de stare la forma normală.

Bibliografie

[1] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network with controlled sources. Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotech. et Énerg., 3, 1977, p. 343–352.

[2] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanţu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice, Bucureşti, Editura tehnică, 1979.

[3] *Chua, O. L., Lin, P. M.* Computer-aided analysis of electronic circuits (algorithms and computational techniques). Pretince-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[4] *Iordache, M.* An analysis method for nonlinear networks with controlled sources, magnetic couplings and excess elements in transient behaviour. Rev. Roum. Sci. Techn. – Electrotech. et Energ., 3, 1981, p. 401–413.

[5] *Iordache, M.* A hybrid method for resistive nonlinear network analysis. Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotech. et Énerg., 1, 1982, p. 27–39.

[6] *Iordache, M.* Asupra ecuaţiilor de stare ale circuitelor electrice cu surse comandate şi elemente în exces. În : E.E.A. – Electrotenica, nr. 4, aprilie 1982.

[7] *Iordache, M., Dornescu, D.* On the hybrid method for nonlinear network analysis. Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotech. et Énerg., nr. 4, 1982.

[8] *Iordache, M., Chira, S.* O nouă metodă de determinare a gradului de complexitate al unui circuit electric nereciproc. În : E.E.A. – Electrotehnica, nr. 8, 1982 (în curs de publicare).

[9] *Iordache, M., Socaciu, Vl., Chira, S.* Program de determinare a arborelui normal comun (ANC) şi a matricelor incidenţelor esenţiale (MIE) într-un circuit electric nereciproc. Buletinul I.P.B., nr. 4, 18, 1982 (în curs de publicare).

CZ 621.3.042 : 518.12 : 621.318.2

MAGNEȚI PERMANENȚI
CIRCUITE MAGNETICE
METODE NUMERICE CALCUL CÎMP

Calculul numeric al permeanțelor unui circuit magnetic cu magnet permanent, de secțiune dreptunghiulară *

IOAN-FELICIAN SORAN, ROSE-MARIE SORAN ** — BUCUREȘTI

Pornind de la un model de calcul plan-paralel, corespunzător unui magnet permanent de secțiune dreptunghiulară înconjurat de o cămașă feromagnetică, situată la o distanță dată față de magnet, se calculează numeric permeanțele căilor pe care se poate închide fluxul produs. Dependența acestor permeanțe de geometria circuitului magnetic este analizată pe baza rezultatelor numerice obținute pentru un mare număr de cazuri studiate. Problema de cîmp este rezolvată prin metoda elementelor finite. Se prezintă diverse moduri de generare a topologiei discretizării și influența lor asupra erorii ce afectează soluția.

1. Prezentarea problemei și a modelului de calcul

În analiza multor circuite magnetice realizate cu magneți permanenți se ajunge la necesitatea rezolvării unei probleme de cîmp într-un model de calcul similar cu cel din figura 1. Calculul permeanțelor căilor de închidere a fluxului produs de magnetul permanent din figura 1 prezintă importanță pentru un cerc larg de aplicații, motiv pentru care literatura de specialitate privind subiectul este bogată [1, 2].

Metodele prin care s-a încercat rezolvarea problemei sînt de asemenea variate. O categorie importantă este aceea a metodelor analitice, dintre care se amintesc transformarea conformă pe porțiuni sau modele idealizate și calculul analitic aproximativ (Roters).

În paralel cu această categorie s-au utilizat metode experimentale directe sau bazate pe analogii electrice [3], metode grafo-analitice și, în ultimul timp, metodele numerice.

În figura 1a se prezintă o problemă de cîmp potențial cu condiții pe frontieră de tip Dirichlet sau mixt, dacă se exploatează simetria figurii.

Așa cum se arată și în [4] pot apare următoarele categorii de flux în configurația din figura 1 : Φ_{f1} — fluxul frontal ce traversează întrefierul δ ; Φ_{f2} — fluxul frontal ce se închide lateral (eventual spre un pol vecin) ; Φ_{l1} — fluxul lateral ce se închide spre bază ; Φ_{l2} — fluxul lateral ce traversează spațiul d (eventual spre un magnet vecin) ; Φ_{l3} flux lateral care traversează întrefierul δ. Se definesc permeanțele geometrice specifice corespunzătoare acestor fluxuri, după schema :

$$\lambda_i = \frac{\Lambda_i}{\mu_0} = \frac{\Phi_i}{V_{mi}} \cdot \frac{1}{\mu_0}, \qquad (1)$$

unde : Φ_i — fluxul zonei i,

V_{mi} — valoarea medie a potențialului magnetic scalar corespunzător zonei i,

Λ_i — permeanța specifică a zonei i [H/m]

λ_i — permeanța geometrică specifică a zonei i (adimensională).

Relația (1) presupune că modelul de calcul din fig. 1 are dimensiunea de-a-lungul căreia este valabil acest model, egală cu unitatea. În figura 2 sînt prezentate categoriile de flux, ce pot apare și simultaneitatea lor pentru cazuri tipice.

Programul de calcul al cîmpului a fost asamblat pe baza modulelor seriei de programe SORSELF [5], ceea ce îi oferă o mare elasticitate. El determină categoriile de flux care apar, delimitează zonele corespunzătoare din configurație (punctele A', A'', D', D'', E'') și calculează permeanțele conform relației (1). În lucrare se dau sub formă de grafice și tabele valorile acestor permeanțe pentru o gamă largă de dimensiuni geometrice caracteristice configurației din figura 1.

2. Metoda de rezolvare a problemei de cîmp

Din motive evidente la o analiză atentă a problemei de cîmp propuse, se optează pentru o metodă numerică de rezolvare. Alegerea metodei elementelor finite dintre metodele numerice actuale s-a făcut după considerente de ordin subiectiv, cu atît mai mult cu cît configurația din figura 1 sugerează o rețea de discretizare rectangulară pentru care metoda

---

* Lucrarea a fost comunicată la Sesiunea jubiliară „100 de ani de la reorganizarea Școlii de poduri și șosele din România" decembrie 1981.

** Institutul politehnic — București, Centrala industrială de rețele electrice din Ministerul Energiei Electrice.

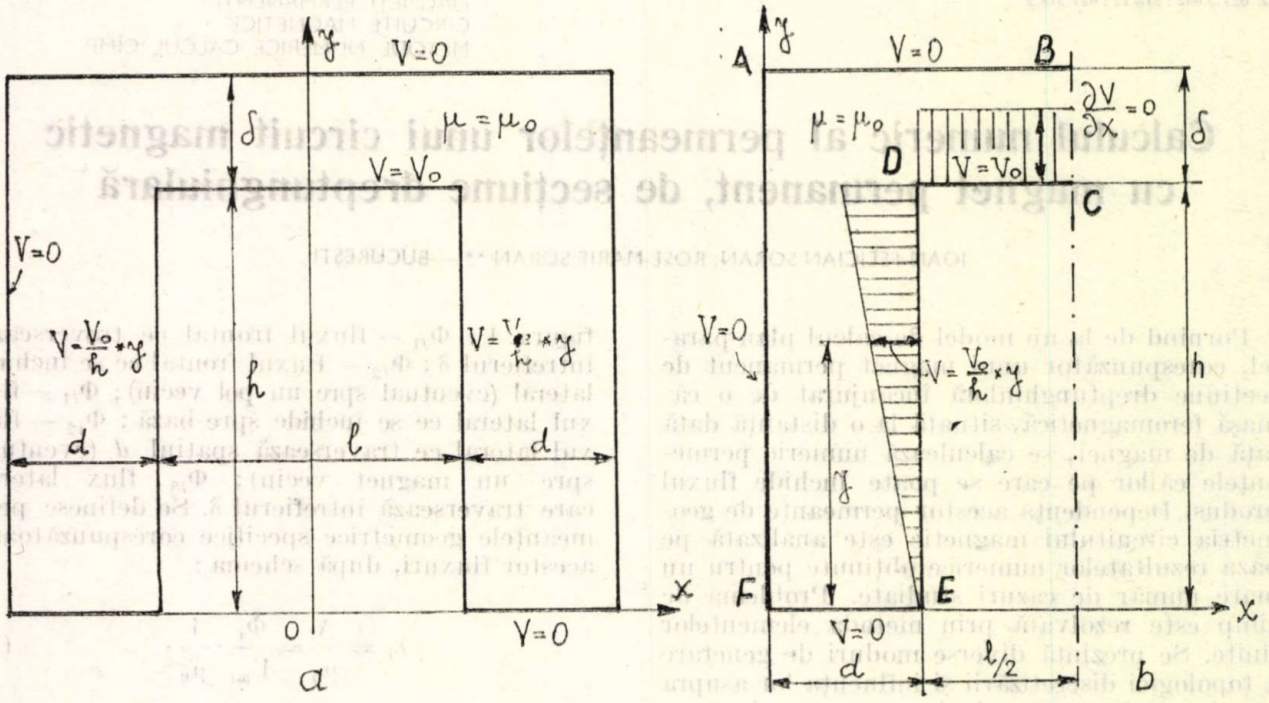


Fig. 1. Modelul de calcul al problemei de cimp : a — complet ; b — exploatind simetria figurii.

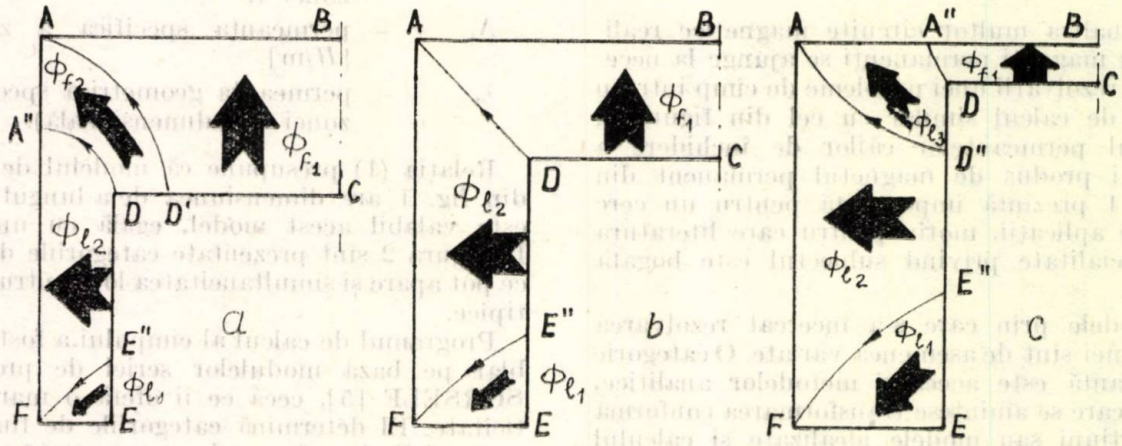


Fig. 2. Categoriile de flux ce pot apare la : *a*) $\delta > d$; *b*) $\delta = d$; *c*) $\delta < d$.

diferenţelor finite conduce la acelaşi sistem final de ecuaţii algebrice liniare ca şi metoda elementelor finite.

Principiul metodei elementelor finite se consideră cunoscut, aşa că se vor face în continuare doar unele precizări. Detalii asupra metodei se pot consulta în [5, 6] etc.

Inducţia magnetică $\bar{B}$ într-un punct oarecare al domeniului de calcul D_c este dată de :

$$\bar{B} = -\mu_0 \operatorname{grad} V, \qquad (2)$$

în care V este potenţialul magnetic scalar, care satisface ecuaţia Laplace ;

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0$$

şi condiţiile pe frontieră din figura 1b :

$$V_{EFAB} = 0,$$
$$V_{CD} = V_0,$$
$$V_{DE} = \frac{V_0}{h} \cdot y, \quad 0 \leqslant y \leqslant h, \qquad (4)$$
$$\left(\frac{\partial V}{\partial n}\right)_{BC} = \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)_{BC} = 0.$$

Funcționala corespunzătoare problemei formulată mai sus prin (3) și (4) este :

$$F = \iint_{D_c} \frac{1}{2\mu_0}\left[\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2\right] dx\, dy \qquad (5)$$

Se minimizează funcționala F în mod aproximativ la nivelul fiecărui element al discretizării domeniului D_c, ajungînd în final, după asamblarea tuturor condițiilor de minim, la un sistem de ecuații algebrice (liniare în acest caz) de tipul :

$$[M]\cdot\{V\} = \{TL\}, \qquad (6)$$

în care :

$[M]$ este matricea coeficienților ;

$\{V\}$ — vectorul valorilor potențialului magnetic scalar în nodurile active ale rețelei de discretizare ;

$\{TL\}$ — vectorul termen liber provenit din geometrie și valorile potențialului V pe frontieră.

Ca element de bază al discretizării s-a ales triunghiul simplu, definit prin 3 noduri, pentru care funcția de aproximare a potențialului magnetic scalar este un polinom de gradul I :

$$V(x, y) = ax + by + c. \qquad (7)$$

Sistemul (6) a fost rezolvat printr-o metodă directă, ceea ce a dus la timpi de calcul reduși pentru un set de date de intrare.

3. Particularități ale generării automate a topologiei discretizării

Segmentul de program ce generează topologia discretizării trebuie să satisfacă următoarele cerințe :

— să genereze o topologie corectă pentru un mare număr de cazuri analizate, caracterizate prin dimensiunile geometrice h, l, d, δ din figura 1 ;

— să încadreze problema în spațiul-memorie disponibil ;

— să permită trecerea ușoară la diverse structuri de rețea de discretizare : pas constant, pas variabil etc.

Ideea ce stă la baza segmentului de generare a topologiei este de a adopta un număr de noduri active (NES) și de elemente ale discretizării (NE) în funcție de spațiul-memorie disponibil și de a genera coordonatele nodurilor rețelei în funcție de setul de date de intrare pentru NES și NE fixe.

Programul poate genera, la alegere, trei tipuri de rețea de discretizare : cu pas uniform după *ox* și *oy* în diverse zone, cu pas neuniform și concentrare în jurul colțului D din figura 2 și cu pas neuniform și concentrare în apropierea tuturor frontierelor. Figura 3 prezintă calitativ cele trei tipuri de rețea ce pot fi generate.

Atenția acordată colțului D se justifică prin identificarea zonei, ca zonă de gradient maxim.

Comprimarea rețelei în zona de interes se face în program după o lege liniară, de tipul :

$$\Delta X_{l_i} = \Delta X'_l \left(1 - \frac{i-k}{n_{2l}}\right), \quad i = 1, 2, \ldots, n_{1l}, \qquad (8)$$

în care :

$$\Delta X'_l = \frac{\Delta_l}{n_{3l}}; \qquad (9)$$

$\Delta X'_l$ este dimensiunea de bază de pe orizontală sau verticală (l) ce urmează a fi comprimată ;

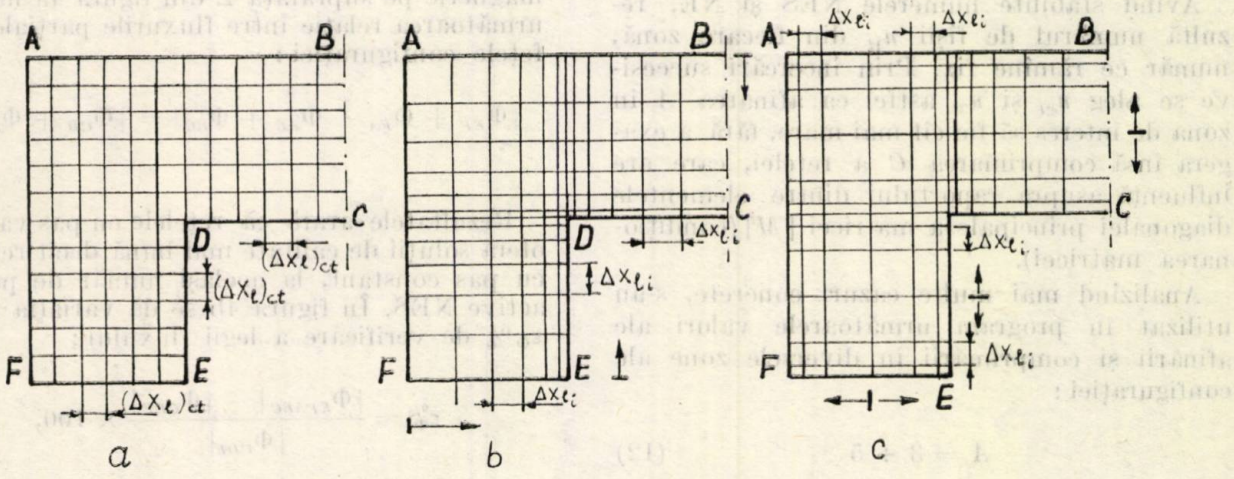


Fig. 3. Explicativă la rețelele de discretizare utilizate :
a — cu pas constant ; b — cu pas variabil, deasă în jurul lui D ; c — cu pas variabil, deasă spre frontiere.

i — numărul de ordine al fîșiei în direcția comprimării;

ΔX_{li} — dimensiunea fîșiei i pe orizontală sau verticală (l);

Δ_l — dimensiunea geometrică ce se împarte în n_{1l} fîșii;

k — constantă întreagă dependentă de numărul de fîșii din zona Δ_l;

n_{2l} — constantă întreagă stabilită în funcție de comprimarea dorită în zona Δ_l;

n_{3l} — constantă întreagă.

Dacă se are în vedere o rețea de tipul celei din figura 3c, relațiile (8), (9) se aplică pentru $1/2\Delta_l$.

Se definește afinarea A a rețelei în zona de interes drept raport al pasului rețelei uniforme ΔX_{lct}, la pasul cel mai mic din rețeaua cu pas variabil utilizată în zona respectivă ΔX_{li} în condițiile în care NES și NE sînt aceleași:

$$A = \frac{\Delta X_{lct}}{(\Delta X_{li})_{i=n_{1l}}} = \frac{n_{2l} \cdot n_{3l}}{n_{1l}(n_{2l} - n_{1l} + k)}. \quad (10)$$

Similar, se definește comprimarea C a rețelelor cu pas variabil, ca raport al pasului maxim și minim întîlnit în zona respectivă a rețelei:

$$c = \frac{(\Delta X_{li})_{max}}{(\Delta X_{li})_{min}} = \frac{n_{2l} - 1 + k}{n_{2l} - n_{1l} + k}. \quad (11)$$

Avînd stabilite numerele NES și NE, rezultă numărul de fîșii n_{1l} din fiecare zonă, număr ce rămîne fix. Prin încercări succesive se aleg n_{2l} și n_{3l} astfel ca afinarea A în zona de interes să fie cît mai mare, fără a exagera însă comprimarea C a rețelei, care are influență asupra raportului dintre elementele diagonalei principale a matricei $[M]$ (condiționarea matricei).

Analizînd mai multe cazuri concrete, s-au utilizat în program următoarele valori ale afinării și comprimării în diversele zone ale configurației:

$$A = 3 \div 5 \quad (12)$$

$$C = 4 \div 8 \quad (13)$$

Se recomandă insistent verificarea dimensiunilor zonei Δ_l în urma decupării ei în n_{1l} fîșii:

$$\Delta_l = \sum_{j=1}^{n_{1l}} \Delta X_{lj}, \quad (14)$$

precum și includerea subrutinei VERNUM [7] în programul general pentru a verifica generarea corectă a topologiei discretizării.

4. Analiza rezultatelor obținute

Studiul critic și multilateral al rezultatelor obținute pentru diverse cazuri particulare, a condus la ameliorări permanente ale programului. Oferind trei variante de rețea de discretizare și un număr maxim de puncte active NES = 1 000 programul poate asigura obținerea soluției cu erori mai mici de 1%, ceea ce autorii consideră satisfăcător pentru problemele practice. Așa cum se specifică în [9] pentru 1 200 ecuații și o condiționare a matricei în raportul 1/100 eroarea de rezolvare a sistemului (6) este sub 1%. Rămîne ca eroarea intrinsecă a metodei să fie controlată și redusă.

Calitatea aproximării soluției nu poate fi apreciată prin comparație, lipsind soluția analitică a problemei de cîmp. De aceea s-a considerat că aproximarea va fi bună dacă, pornind de la valorile locale (în noduri) ale potențialului scalar V, dat de (6), se va calcula corect o mărime globală ce necesită cunoașterea soluției și în afara nodurilor rețelei de discretizare. Drept criteriu de test al soluției, programul folosește verificarea legii fluxului magnetic pe o suprafață interioară a domeniului D_c, ce urmărește frontiera. Inducția magnetică $\bar{B}$ se calculează cu valorile potențialului scalar V pe frontiera Γ și în puncte din imediata ei vecinătate, situate la un pas de rețea (uniformă sau neuniformă) față de aceasta. Legea fluxului magnetic pe suprafața Σ din figura 4a impune următoarea relație între fluxurile parțiale prin fețele configurației:

$$|\Phi_{EF} + \Phi_{FA} + \Phi_{AB} + \Phi_{BC}| = |\Phi_{CD} + \Phi_{DE}|. \quad (15)$$

Rezultatele arată că rețelele cu pas variabil oferă soluții de calitate mai bună decît rețeaua cu pas constant, la același număr de puncte active NES. În figura 4b se dă variația erorii $\varepsilon_\Phi\%$ de verificare a legii fluxului:

$$\varepsilon_\Phi^{\%} = \frac{|\Phi_{EFABC}| - |\Phi_{CDE}|}{|\Phi_{CDE}|} \times 100, \quad (16)$$

în funcție de parametrii configurației și tipul de rețea utilizat.

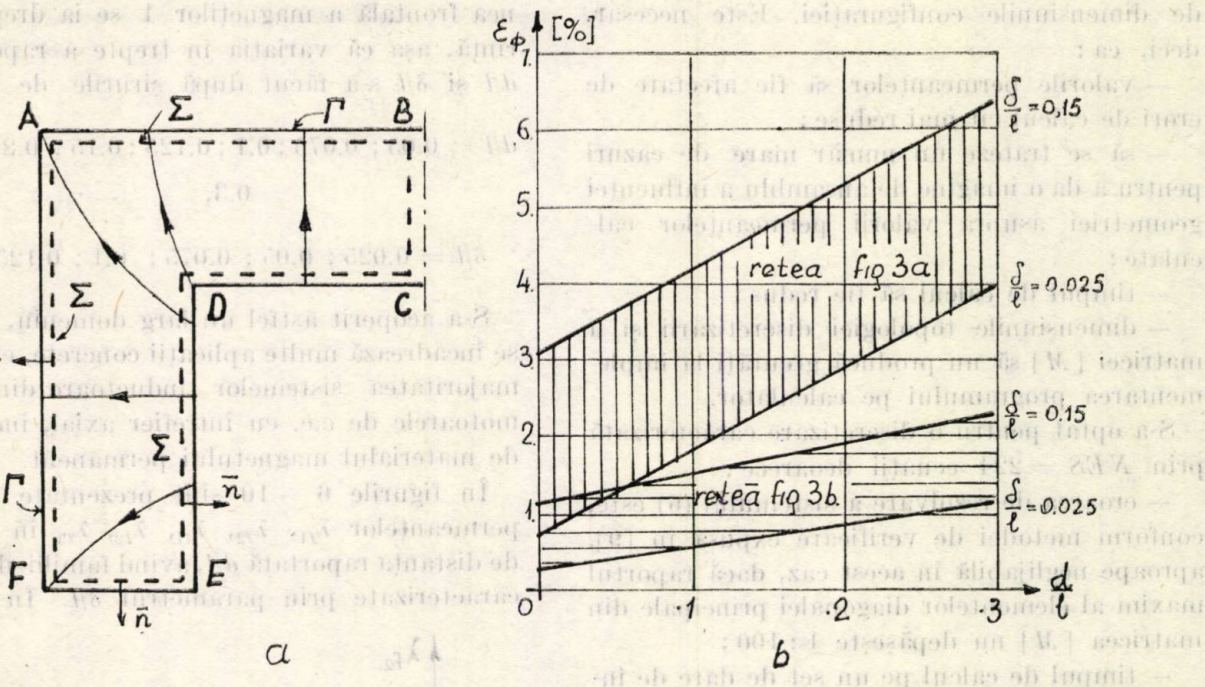


Fig. 4. Variația erorii de verificarea legii fluxului pentru două tipuri de rețele: a — suprafața pe care s-a verificat legea fluxului; b — dependența erorii de parametrii configurației.

Figura 4b arată că rețelele cu pas variabil pot compensa parțial inconvenientele unei aproximări a potențialului scalar $V(x, y)$ prin polinomul (7) de gradul I.

Se precizează că în cadrul programului rețeaua cu pas variabil (de tip figura 3c) nu a realizat aceeași afinare și comprimare ca rețeaua cu pas variabil (tip figura 3b) deoarece s-a impus prin NES un număr constant de benzi de elemente indiferent de tipul rețelei utilizate. Rețelele cu pas variabil se pot compara între ele numai dacă dau aceeași afinare A în zona de interes și dacă se caracterizează prin aceeași comprimare C. Mediul din domeniul de calcul fiind omogen, elementele diagonalei principale a matricei $[M]$ din (6) se găsesc aproximativ în raportul C^2, deci condiționarea matricei $[M]$ trebuie să fie aceeași, spre a nu mări eroarea de rezolvare a sistemului (6), falsificînd astfel comparația.

În figura 5 se dă variația gradientului potențialului scalar după două direcții, în jurul colțului D și modul în care cele trei tipuri de rețea redau această variație pentru un caz oarecare, caracterizat prin valoare mare a dimensiunilor δ și d. Pentru ca reprezentarea să fie sugestivă s-au folosit mărimi raportate, valoarea de referință fiind gradientul din zona de cîmp uniform:

$$\mathbf{B}_0 = \mu_0 \frac{V_0}{\delta}. \qquad (17)$$

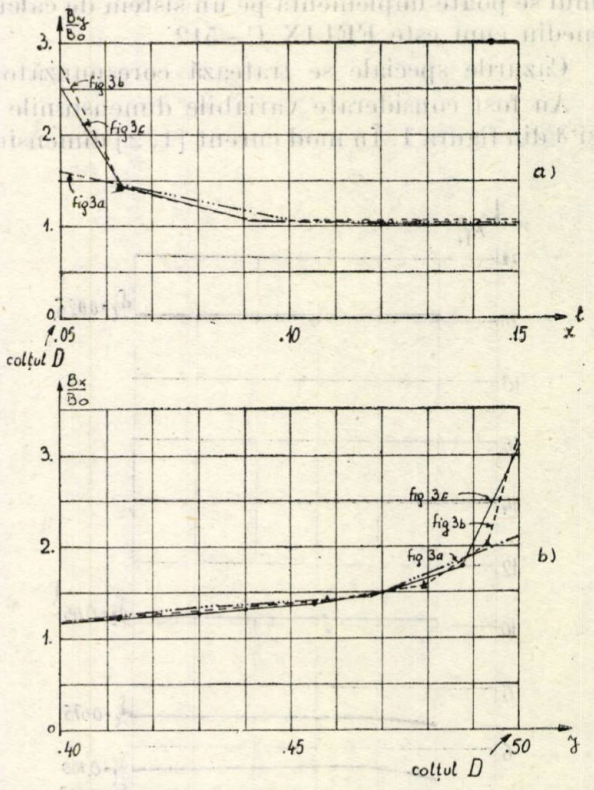


Fig. 5. Variația inducției din jurul colțului D pentru rețelele utilizate: a — pe fața superioară CD; b — pe fața laterală DE.

Considerînd că analiza calității soluției a dat rezultate satisfăcătoare, s-a trecut la calculul permeanțelor căilor de închidere a fluxului produs de magnetul permanent. Scopul studiului este de a arăta cum depind aceste permeanțe

de dimensiunile configurației. Este necesar, deci, ca :

— valorile permeanțelor să fie afectate de erori de calcul cît mai reduse ;

— să se trateze un număr mare de cazuri pentru a da o imagine de ansamblu a influenței geometriei asupra valorii permeanțelor calculate ;

— timpul de calcul să fie redus ;

— dimensiunile topologiei discretizării și a matricei $[M]$ să nu producă greutăți la implementarea programului pe calculator.

S-a optat pentru o discretizare caracterizată prin $NES = 224$ ecuații deoarece :

— eroarea de rezolvare a sistemului (6) este, conform metodei de verificare expusă în [9], aproape neglijabilă în acest caz, dacă raportul maxim al elementelor diagonalei principale din matricea $[M]$ nu depășește 1 : 100 ;

— timpul de calcul pe un set de date de intrare e de 30—40 s ;

— segmentînd programul și datele, programul se poate implementa pe un sistem de calcul mediu cum este FELIX C—512.

Cazurile speciale se tratează corespunzător.

Au fost considerate variabile dimensiunile d și δ din figura 1. În mod curent [1, 2] dimensiunea frontală a magneților 1 se ia drept referință, așa că variația în trepte a rapoartelor d/l și δ/l s-a făcut după șirurile de valori :

$$d/l = 0.05 ; 0.075 ; 0.1 ; 0.125 ; 0.15 ; 0.2 ; 0.25 ; 0.3,$$

$$\delta/l = 0.025 ; 0.05 ; 0.075 ; 0.1 ; 0.125 ; 0.15.$$

S-a acoperit astfel un larg domeniu, în care se încadrează multe aplicații concrete, cum sînt majoritatea sistemelor inductoare din servomotoarele de c.c. cu întrefier axial, indiferent de materialul magnetului permanent.

În figurile 6 — 10 sînt prezentate valorile permeanțelor λ_{f1}, λ_{f2}, λ_{l1}, λ_{l2}, λ_{l3} în funcție de distanța raportată d/l, avînd familii de curbe caracterizate prin parametrul δ/l. În grafice

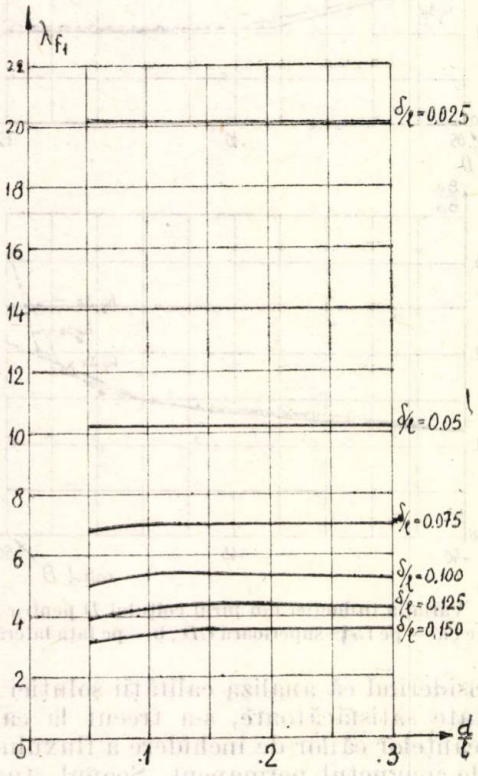


Fig. 6. Permeanța frontală λ_{f1}.

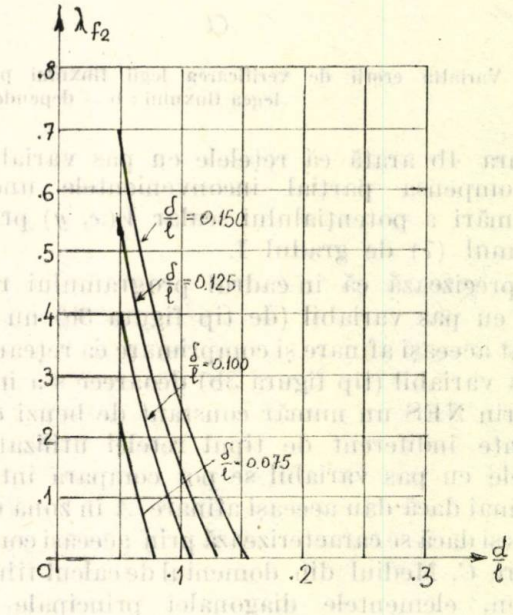


Fig. 7. Permeanța frontală λ_{f_2}.

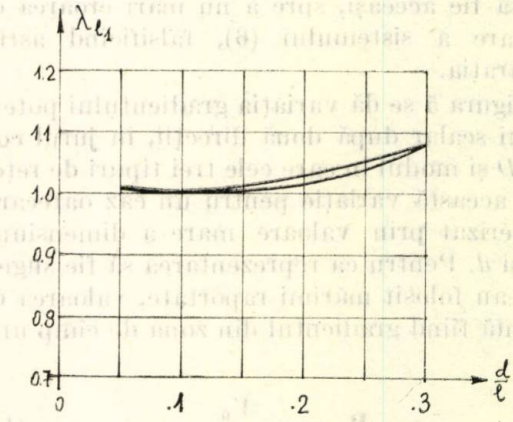


Fig. 8. Permeanța laterală λ_{l_1}.

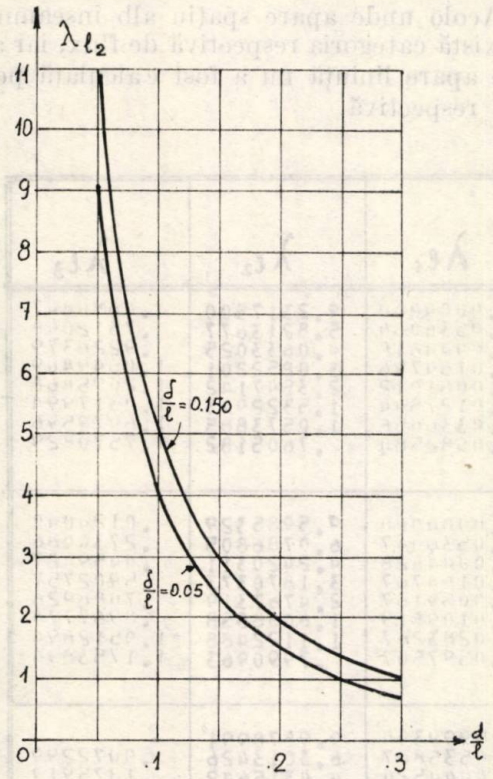


Fig. 9. Permeanţa laterală λ_{l_2}.

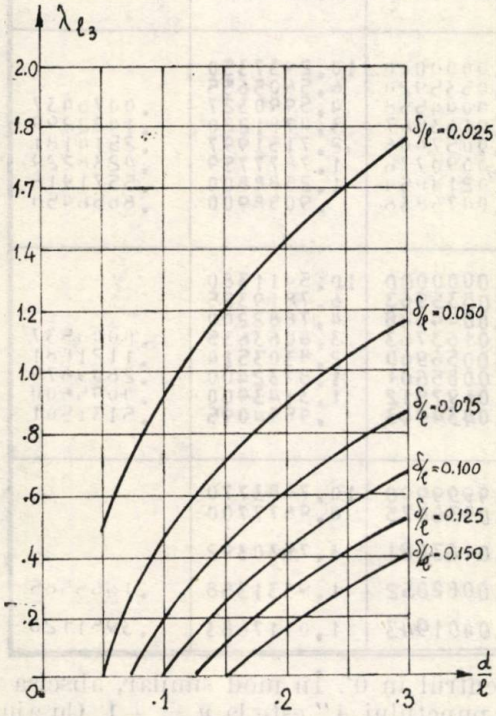


Fig. 10. Permeanţa laterală λ_{l_3}.

sînt prezentate rezultatele obţinute pentru o reţea (tip fig. 3b), deoarece aşa cum se vede în figura 4b pentru acest tip de reţea erorile au fost minime. În anexă sînt date rezultatele obţinute, sub formă tabelară.

Este interesantă şi utilă comentarea acestor grafice în lumina apropierii valorilor prezentate de valori obţinute semianalitic sau pentru modele parţiale, simplificate. Comparaţia poate da, eventualului utilizator al graficelor, certitudinea corectitudinii lor.

Valorile permeanţei frontale λ_{f1} din figura 6 pun în evidenţă importanţa redusă a „umflării" liniilor de cîmp la marginea pastilei, abaterea faţă de valoarea teoretică, corespunzătoare unui spectru de cîmp idealizat:

$$(\lambda_{f1})_i = {}^{l}/_{\delta}\,, \tag{18}$$

fiind doar de 5 — 6 % pentru întrefieruri δ mari şi de 0.95 % pentru întrefieruri δ mici.

Pentru a afla valori de referinţă ale permeanţei λ_{f2} se poate apela la o transformare conformă de tipul celei prezentate în figura 11.

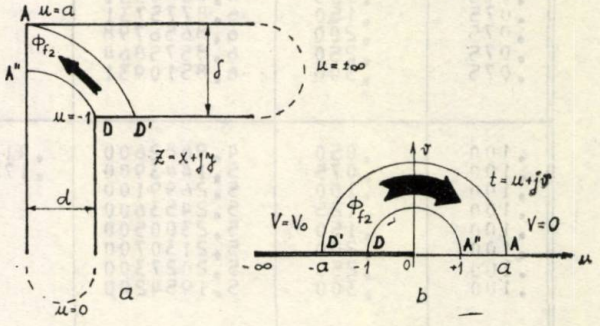


Fig. 11. Un model simplificat pentru calculul permeanţei λ_{f2}: a — situaţia în planul $z = x + jy$; b— situaţia în semiplanul $t = u + jv$.

Transformarea Schwarz-Christoffel dă legătura dintre planul z şi t prin funcţia:

$$Z = \frac{2\delta}{\pi}\left[\frac{d}{\delta}\,\text{arc tg}\left(\frac{d}{\delta}\,u\right) + \frac{1}{2}\,\ln\left(\frac{1+u}{1-u}\right)\right]. \tag{19}$$

Poziţia imaginei punctului A pe axa u a semiplanului $t = u + jv$ este dată [8] de relaţia:

$$a = \left(\frac{\delta}{d}\right)^2, \tag{20}$$

Anexa

Pentru a oferi valorile după care au fost trasate graficele din figurile 6—10 se dau rezultatele calculelor pentru reţeaua din figura 3b. Acolo unde apare spaţiu alb înseamnă că nu există categoria respectivă de flux, iar acolo unde apare liniuţă nu a fost calculată permeanţa respectivă.

Anexă

$\frac{\delta}{\ell}$	$\frac{d}{\ell}$	λ_{f_1}	λ_{f_2}	λ_{ℓ_1}	λ_{ℓ_2}	λ_{ℓ_3}
.025	.050	20.2132800		1.0000000	9.2317500	.0680847
.025	.075	20.0885200		1.0536060	5.8213677	.7312008
.025	.100	20.1985600		1.0044618	4.0633025	.9226379
.025	.125	20.1846000		1.0163796	3.0252201	1.0649409
.025	.150	20.1761200		1.0061012	2.3547142	1.2095868
.025	.200	20.1646800		1.0127544	1.5322443	1.4317994
.025	.250	20.1576400		1.0336056	1.0573885	1.6079596
.025	.300	20.1580800		1.0582580	.7605182	1.7570829
.050	.050	10.2742800		1.0000000	9.5985329	.0120040
.050	.075	10.2244200		1.0536047	6.0786805	.2734086
.050	.100	10.2110000		1.0044628	4.2420311	.4459427
.050	.125	10.2017800		1.0164767	3.1870373	.5902757
.050	.150	10.1944400		1.0059167	2.4767319	.7088926
.050	.200	10.1848400		1.0109819	1.6088858	.8967778
.050	.250	10.1740600		1.0283267	1.1122488	1.0512694
.050	.300	10.1682800		1.0597507	.7990963	1.1753894
.075	.050	6.7658131	.2392706	.9994390	9.9878991	
.075	.075	6.9373598		1.0535867	6.3013426	.0072299
.075	.100	6.9049064		1.0044524	4.4315649	.1875914
.075	.125	6.8866531		1.0163965	3.3376897	.3274543
.075	.150	6.8775731		1.0058105	2.6012194	.4386798
.075	.200	6.8656798		1.0098256	1.7000000	.6149466
.075	.250	6.8575864		1.0245450	1.1785099	.7527949
.075	.300	6.8510931		1.0530070	.8503553	.8664047
.100	.050	4.9882600	.4171980	1.0000000	10.2937350	
.100	.075	5.1443900	.1722370	1.0535920	6.5605655	
.100	.100	5.2699100		1.0044558	4.5990327	.0076037
.100	.125	5.2453600		1.0163847	3.4781280	.1422299
.100	.150	5.2300500		1.0057406	2.7151997	.2514181
.100	.200	5.2130700		1.0090776	1.7877759	.4238229
.100	.250	5.2027300		1.0218054	1.2588800	.5571916
.100	.300	5.1954200		1.0476836	.9058900	.6656450
.125	.050	3.9149440	.5544576	1.0000000	10.5411380	
.125	.075	4.0559760	.3059752	1.0535963	6.7819325	
.125	.100	4.1743120	.1236512	1.0044648	4.7882200	
.125	.125	4.2703600		1.0163763	3.6063635	.0040537
.125	.150	4.2500000		1.0056960	2.8303514	.1121881
.125	.200	4.2274240		1.0085601	1.8732400	.2809679
.125	.250	4.2155760		1.0197912	1.3143900	.4095600
.125	.300	4.2082720		1.0434943	.9594095	.5131501
.150	.050	3.1964799	.6646213	.9999990	10.7483770	
.150	.075	3.3200999	.4176306	1.0536075	6.9677700	
.150	.100					
.150	.125	3.5225266	.1069679	1.0163681	3.7530392	
.150	.150					
.150	.200	3.5761399		1.0082052	1.9531358	.1665585
.150	.250					
.150	.300	3.4916866		1.0401943	1.0117683	.3951126

iar constanta de scară a transformării este:

$$S = \frac{\delta}{\pi}. \qquad (21)$$

Considerînd că în planul $z = x + jy$ punctele A şi D' sînt pe aceeaşi linie de cîmp, se va găsi locul imaginii lui D' în planul t la $u = -a$, deoarece în planul t liniile de cîmp sînt cercuri cu centrul în $0'$. În mod similar, abscisa imaginii punctului A'' este la $u = +1$. Cu ajutorul funcţiei potenţial complex:

$$\overline{W} = \frac{V_0}{\pi} \ln t, \qquad (22)$$

se calculează Φ_{f2} delimitat de $u = +1$; $u = a$ şi, în consecinţă, $(\lambda_{f2})_t$. Modelul parţial din figura 11 a nu corespunde întru totul situaţiei din

figura 1a, însă se pot obține valori orientative ale lui λ_{f2}. Astfel pentru $\delta/l = 0.15$ și $d/l = 0.05$ (caz prezent în fig. 7) s-a obținut: $(\lambda_{f2})_t = 0.6993983$; $\lambda_{f2} = 0.5977426$ ceea ce arată că fenomenele din zona corespunzătoare fluxului Φ_{f2} sînt descrise satisfăcător de un model simplificat de tipul celui din figura 11a. S-a verificat de asemenea cu o bună precizie și anularea fluxului Φ_{f2} pentru cazul în care $\delta = d$, deși pe fața laterală a pastilei potențialul real este liniar variabil.

O cale de estimare a permeanței λ_{l1} ar fi acceptarea modelului simplificat din figura 12a pentru care o transformare:

$$z = \sqrt{t}, \tag{23}$$

conduce la configurația din figura 12b.

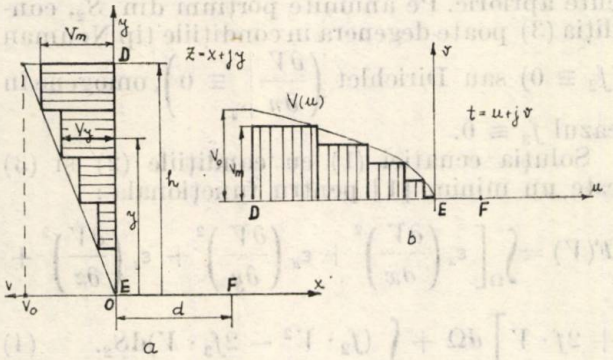


Fig. 12. Un model simplificat pentru calculul permeanței λ_{l1}: a — situația în planul $z = x + jy$; b — situația în semiplanul $t = u + jv$.

Variația liniară a potențialului din planul z se transformă într-o variație (23) pătratică în planul t, care, aproximată prin m segmente echipotențiale [8] poate conduce la funcția potențial complex:

$$\overline{W} = \psi + j\varphi = \\ = \frac{j}{\pi} \sum_{n=1}^{m} (V_n - V_{n+1}) \ln \frac{\sqrt{1+u_n^2}}{t - u_n} + V_m, \tag{24}$$

în care:

V_n, V_{n+1} este potențialul scala r al segmentului n, respectiv $n+1$;

u_n, u_{n+1} — abscisele capetelor segmentului echipotențial n;

t — punctul în care se calculează potențialul complex $\overline{W}$.

Potențialul primului segment, $V_1 = 0$. În planul z au fost marcate pozițiile D, E și F din figura 2, iar cu (23) s-au localizat imaginile lor în planul t. Se poate calcula cu (24) fluxul Φ_{l1} și permeanța corespunzătoare $(\lambda_{l1})_t$. Astfel pentru $h/d = 0.5/0.3$ și $m = 9$ s-a găsit $(\lambda_{l1})_t = 1.23627$.

Pentru permeanțele λ_{l2} și λ_{l3} este mai dificil de găsit un model simplificat, în general coordonatele punctelor D'' și E'' din figura 2 fiind necunoscute. Calculele de încadrare a valorilor λ_{l2} și λ_{l3} [2] dau însă valori relativ apropiate de cele prezentate în figurile 9 și 10.

5. Concluzii

Dată fiind importanța problemei formulate, au fost găsite căi de asigurare a calității corespunzătoare a soluției. Pe lîngă mărirea numărului de puncte active al rețelei de discretizare s-a dovedit foarte eficace utilizarea rețelelor de discretizare cu pas variabil.

Rețelele cu pas variabil din figura 3b, și 3c dispun de posibilități suplimentare de ameliorare a soluției dacă legea (8) de variație a pasului rețelei nu este liniară. Problema rămîne deschisă deoarece s-a considerat drept satisfăcătoare ameliorarea obținută și nerentabilă investigația în această direcție de interes limitat.

Valorile permeanțelor calculate dintr-o soluție a problemei de cîmp sînt atît de bune, pe cît de corect este modelul de calcul. În principiu, nu pot fi puse la îndoială, decît sub aspectul erorilor de calcul. Asigurînd însă erori rezonabile prin metodele amintite, autorii consideră că oferă o unealtă eficace în studiul permeanțelor unui circuit magnetic cu magnet permanent de secțiune dreptunghiulară modelat printr-un model plan-paralel.

Rămîne ca în momentul în care va fi pusă la punct o serie de programe de analiză a cîmpurilor tridimensionale, problema să fie reluată pentru un model corespunzător.

Bibliografie

[1] *Koghen-Dalin, V.V., Komarov, E. V.* Rasciot i ispitanie sistem s postoiannîmi magnitami. Moskva, Energhia, 1977.

[2] *Piatin, I. M.* Postoiannie magniti. Spravocinik Moskva, Energhia, 1971.

[3] *Vitkovitch, D.* Field Analysis: experimental and computational methods. D. Van Nostrand Comp. Ltd. London, 1966.

[4] *Crăciunescu, A., Fransua, Al., Șlaiher, S.* Physical modeling of the magnetic field of permanent magnets in axial air-gap, electrical machines. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. **19.** 3, Bucharest 1974, p. 449–460.

[5] *Soran, I. F.* Analiza configurației cîmpului din întrefierul mașinii asincrone și influența ei asupra parametrilor de pornire. Teză de doctorat, Timișoara, 1979.

[6] *Zienkiewicz, O. C.* La méthode des éléments finis appliquée à l'art de l'ingénieur. Ediscience, Paris, 1973.

[7] *Soran, I. F.* Asupra metodologiei de efectuare a triangularizării manuale în vederea rezolvării unei probleme de cîmp electromagnetic prin metoda elementelor finite. În: EEA – Electrotehnica **26,** nr. 6, 1978, p. 218–224.

[8] *Binns, K. J., Lawrenson, P. J.* Analysis and computation of electric and magnetic field-problems. Pergamon Press, 1973.

[9] *Soran, I. F., Mihalache, M.* Cîteva observații privind aplicarea metodei elementelor finite în rezolvarea problemelor de cîmp magnetic staționar. În: EEA – Electrotehnica **30,** nr. 6, 1982.

CZ 621.315.72 : 621.369

CÎMP ELECTROSTATIC
METODA ELEMENTELOR FINITE

Calculul cîmpului electrostatic prin metoda elementelor finite

ION T. CÂRSTEA * — CRAIOVA

Introducere

În proiectarea echipamentelor electrice de înaltă tensiune este necesară cunoașterea distribuției cîmpului electric în diverse părți constructive. Metodele de calcul analitice se pretează la configurații simple iar studiul cîmpului prin modele analogice este deseori costisitor, motive pentru care aceste metode au domenii de aplicabilitate limitat.

Proiectarea echipamentelor electrice asistată de calculatoare numerice a dus la o creștere considderabilă a utilizării metodelor numerice în calculul cîmpului electric și magnetic. Metoda elementelor finite, consecința formulării variaționale a problemelor de cîmp, pare să fie cea mai promițătoare din cauza preciziei foarte bune și a formulelor de calcul invariante cu geometria echipamentelor electrice.

1. Formularea problemei

Cîmpul electrostatic $\bar{E}$ într-un domeniu tridimensional Ω mărginit de suprafața $S = S_1 \cup S_2$ se determină rezolvînd ecuația cvasiarmonică în medii neomogene și anizotrope:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\varepsilon_x \frac{\partial V}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\varepsilon_y \frac{\partial V}{\partial y}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(\varepsilon_z \frac{\partial V}{\partial z}\right) = f(x, y, z), \tag{1}$$

unde f este o funcție cunoscută în Ω, V este funcția potențial introdusă prin relația $\bar{E} = -\nabla V$, iar ε_x, ε_y, ε_z sînt permitivitățile electrice corespunzătoare celor trei direcții principale x, y, z. Pentru medii omogene ε_x, ε_y, și ε_z sînt egale și constante iar pentru medii izotrope aceste mărimi depind de poziție dar sînt egale.

Condițiile pe frontiera S sînt date și pot fi tip Dirichlet sau Neumann:

$$V(x, y, z) = f_1(x, y, z) \text{ pe } S_1,$$
$$\left.\frac{\partial V}{\partial n}\right|_{S_2} = f_3(x, y, z) \text{ pe } S_2, \tag{2}$$
$$S = S_1 \cup S_2$$

sau în cazul general, condiții tip Caughy:

$$\varepsilon_x \frac{\partial V}{\partial x} \cdot n_x + \varepsilon_y \frac{\partial V}{\partial y} \cdot n_y + \varepsilon_z \frac{\partial V}{\partial z} \cdot n_z + f_2(x, y, z) \cdot V = f_3(x, y, z), \tag{3}$$

cu n_x, n_y, n_z cosinușii directori ai normalei exterioare la suprafața S_2, f_1, f_2 și f_3 funcții cunoscute aprioric. Pe anumite porțiuni din S_2, condiția (3) poate degenera în condițiile tip Neuman ($f_2 \equiv 0$) sau Dirichlet $\left(\left.\frac{\partial V}{\partial n}\right|_{S_2} \equiv 0\right)$, omogene în cazul $f_3 \equiv 0$.

Soluția ecuației (1) cu condițiile (2) și (3) este un minim [1] pentru funcționala:

$$F(V) = \int_\Omega \left[\varepsilon_x\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2 + \varepsilon_y\left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2 + \varepsilon_z\left(\frac{\partial V}{\partial z}\right)^2 + 2f \cdot V\right] d\Omega + \int_{S_2} (f_2 \cdot V^2 - 2f_3 \cdot V) dS_2. \tag{4}$$

În această reformulare variațională a problemei de cîmp, se caută minimul funcționalei (4) prin alegerea corespunzătoare a unor funcții de testare V. O metodă larg utilizată în găsirea minimului este cea a lui Rayleigh-Ritz [3] care ia pentru V o combinație liniară de anumite funcții elementare independente.

2. Metoda elementelor finite

Domeniul Ω în care se calculează cîmpul se divide în N subdomenii numite elemente finite, fiecare conținînd r noduri în care se determină funcția necunoscută V. Variabilele nodale sau alți parametri asignați unui element formează gradul de libertate al elementului. Funcția V se aproximează în fiecare element prin

$$V^e = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i V_i = \bar{\alpha} \cdot \bar{V}, \tag{5}$$

unde vectorul coloană $\bar{V}$ are r componente V_i, care sînt valorile lui V în cele r noduri, iar $\bar{\alpha}$ este un vector linie r-dimensional, ale cărui componente α_i sînt definite astfel:

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 \text{ în nodul } i \\ 0 \text{ în celelate noduri.} \end{cases}$$

* Facultatea de electrotehnică — Universitatea Craiova.

Dacă pe interfețele elementelor se impune continuitatea lui V și a derivatelor pînă la ordinul p, avem o problemă C^p. În cazul funcționalei (4) care conține derivate pînă la ordinul întîi, problema este tip C^0. În aceste condiții, integrala (4) se poate înlocui printr-o sumă de integrale:

$$F(V) = \sum_{e=1}^{N} F(V^e). \tag{6}$$

Condiția de minim conform principiului variațional, aplicată unui element e, devine:

$$\frac{\partial F(V^e)}{\partial V_i} = 0. \quad i = 1, 2, \ldots r. \tag{7}$$

Notînd cu supraindicele „e" tot ce este referitor la elementul e, se obține [4]:

$$\frac{\partial F(V^e)}{\partial V_i} = \int_{\Omega^e} \left[\varepsilon_x \frac{\partial V^e}{\partial x} \cdot \frac{\partial}{\partial V_i}\left(\frac{\partial V^e}{\partial x}\right) + \varepsilon_y \frac{\partial V^e}{\partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial V_i}\left(\frac{\partial V^e}{\partial y}\right) + \varepsilon_z \frac{\partial V^e}{\partial z} \frac{\partial}{\partial V_i}\left(\frac{\partial V^e}{\partial z}\right) + f \frac{\partial V^e}{\partial V_i} \right] d\Omega^e + \int_{S_2^e} \left(f_2 \cdot V^e \frac{\partial V^e}{\partial V_i} - f_3 \cdot \frac{\partial V^e}{\partial V_i} \right) dS_2^e = 0 \cdot \tag{8}$$

Dacă nodul $i \notin S_2^e$, a doua integrală din (8) dispare. Înlocuind pe (5) în (8) se obține:

$$\int_{\Omega^e} \left[\varepsilon_x \left(\frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial x} \cdot \bar{V} \right) \cdot \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} + \varepsilon_y \left(\frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial y} \cdot \bar{V} \right) \cdot \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} + \varepsilon_z \left(\frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial z} \cdot \bar{V} \right) \cdot \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} + f \cdot \alpha_i \right] d\Omega^e + \int_{S_2^e} [f_2(\bar{\alpha} \cdot \bar{V}) \cdot \alpha_i - f_3 \cdot \alpha_i] \, dS_2^e = 0. \tag{9}$$

Scriind relația (9) pentru toate nodurile unui element se obține ecuația matriceală:

$$\left[\frac{\partial F}{\partial V^e}\right] = \left[\frac{\partial F(V^e)}{\partial V_1} \cdots \frac{\partial F(V^e)}{\partial Vr}\right]_{Tr} = K^e \cdot \bar{V} + K^e_{S_2} \cdot \bar{V} + b = 0, \tag{10}$$

cu Tr transpusul vectorului linie.

Matricele K^e și $K^e_{S_2}$ sînt de dimensiune $r \times r$, iar b este vector r — dimensional și au componentele:

$$K_{ij} = \int_{\Omega^e} \left(\varepsilon_x \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \varepsilon_y \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} + \varepsilon_z \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \cdot \frac{\partial \alpha_j}{\partial z} \right) d\Omega^e, \tag{11.a}$$

$$K_{S_2 ij} = \int_{S_2^e} f_2 \alpha_i \alpha_j dS_2^e, \tag{11.b}$$

$$b_i = \int_{\Omega^e} f \alpha_i d\Omega^e - \int_{S_2^e} f_3 \cdot \alpha_i dS_2^e. \tag{11.c}$$

Scriind pentru fiecare element relația (10) se obține un sistem de ecuații algebrice în care necunoscutele sînt valorile lui V în $N \times r$ noduri, sistem care se poate rezolva prin metodele algebrei (ca de exemplu, algoritmul lui Gauss).

3. Soluția iterativă a problemei de cîmp

Se va da o soluționare iterativă a problemei de cîmp formulate în §2 în cazul domeniului plan Ω mărginit de curbele $C = C_1 \cup C_2$ urmînd o cale asemănătoare cu cea din [2].

Ecuațiile de bază sînt:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\varepsilon_x \frac{\partial V}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\varepsilon_y \frac{\partial V}{\partial y}\right) = -\rho, \tag{12}$$

cu condițiile pe frontieră:

$$V(x, y) = g(x, y) \text{ pe } C_1,$$
$$\varepsilon_x \frac{\partial V}{\partial x} \cdot n_x + \varepsilon_y \frac{\partial V}{\partial y} \cdot n_y = f_3(x, y) \text{ pe } C_2. \tag{13}$$

În literatura de specialitate, elementele finite se iau cel mai frecvent de formă triunghiulară pentru problemele de cîmp bidimensionale, și tetraedre pentru cazul tridimensional. Funcțiile de testare cele mai răspîndite sînt polinoame de un grad care depinde de numărul nodurilor r ale elementului finit, și acesta din cauza facilităților matematice privind integrarea și diferențiabilitatea polinoamelor.

Se va împărți domeniul Ω (fig. 1) în elemente triunghiulare și se aproximează V printr-un polinom liniar în x și y:

$$V^e(x, y) = a + bx + cy. \tag{14}$$

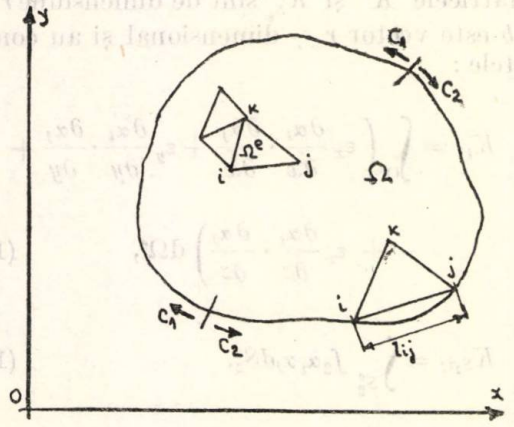


Fig. 1

Constantele a, b şi c, se determină scriind relaţia (14) pentru cele trei vîrfuri ale triunghiului ijk. Urmînd o cale asemănătoare cu cea din [4] se obţine:

$$V^e(x, y) = \sum_{n \in M} \alpha_n V_n, \quad M = \{i, j, k\}, \tag{15}$$

cu:

$$\alpha_n = \frac{a_n + b_n x + c_n y}{D}, \tag{16}$$

$$a_i = x_j y_k - x_k y_j, \; b_i = y_j - y_k, \; c_i - x_k - x_j \tag{17}$$

şi ceilalţi coeficienţi se obţin prin permutări ciclice a indicilor i, ,j k. Pentru i, j, k luaţi în sens trigonometric, D este dublul ariei triunghiului i, j, k. Cu (11) se obţine, considerînd εx şi εy constante în interiorul unui triunghi şi egale cu valoarea din centrul de greutate:

$$k_{ij} = \frac{1}{D} (\varepsilon_x b_i b_j + \varepsilon_y c_i c_j). \tag{18}$$

Pentru un punct i din interiorul lui Ω (vezi fig. 1) se evaluează b_i cu (11c):

$$b_i = -\int_{\Omega^e} \rho \alpha_i \, dx \, dy, \tag{19}$$

care pentru ρ constant devine

$$b_i = -\frac{D\rho}{6}. \tag{20}$$

Considerînd ρ în interiorul triunghiului dat de un polinom de interpolare pe valorile lui ρ în vîrfurile triunghiului $\rho = \alpha_i \rho_i + \alpha_j \rho_j + \alpha_k \rho_k$, rezultă pentru vectorul b_i componentele [4]:

$$b_i = -\frac{D}{24} (2\rho_i + \rho_j + \rho_k). \tag{21}$$

Pentru nodul i aflat pe frontiera $C2$, dacă latura ij a triunghiului (vezi fig. 2) formează un segment pe frontieră, se evaluează şi integrala a doua din (11c) care pentru f_3 = constant, dă:

$$-\int_{C_2^e} f_3 \cdot \alpha_i dc_2^e = -f_3 \int_0^{z_{ij}} \left(1 - \frac{s}{l_{ij}}\right) ds = -f_3 \cdot \frac{l_{ij}}{2}, \tag{22}$$

unde s este elementul de arc care leagă nodul i de j.

Dacă se consideră relaţia $\partial F / \partial V_i = 0$, contribuţie în exprimarea lui F funcţie de V_i aduc numai triunghiurile care au vîrful i comun. Fie T triunghiurile care înconjoară vîrful i. Însumînd relaţiile (9) pentru grupul acestor triunghiuri se obţine pentru medii anizotrope:

$$V_i \sum_{i \in T} k_{ii} + \sum_{\substack{j \in T \\ k \in T}} (V_j K_{ij} + V_k \cdot K_{ik}) + K_T = 0, \tag{23}$$

Constantele k_{ii}, k_{ij}, k_{ik} sînt caracteristice pentru fiecare triunghi ijk, iar k_T este caracteristică grupului T, şi au expresiile:

$$k_{ii} = \frac{1}{D_t} [\varepsilon_x (y_j - y_k)^2 + \varepsilon_y (x_k - x_j)^2],$$

$$k_{ij} = \frac{1}{D_t} [\varepsilon_x (y_j - y_k)(y_k - y_i) + \varepsilon_y (x_k - x_j)(x_i - x_k)], \tag{24}$$

$$k_{ik} = \frac{1}{D_t} [\varepsilon_x (y_j - y_k)(y_i - y_j) + \varepsilon_y (x_k - x_j)(x_j - x_i)],$$

$$D_t = (x_j y_k - x_k y_j) + (x_k y_i - x_i y_k) + (x_i y_j - x_j y_i),$$

$$k_T = -\sum_{t \in T} b_t = -\frac{1}{6} \sum_{t \in T} \rho_t \cdot D_t,$$

unde ρ_t și D_t sînt valorile lui ρ și ale lui D pentru triunghiul t din grupul T.

Din (23) se obține relația de bază pentru calculul potențialului din vîrful i, relație asemănătoare cu cea din [6]:

$$V_i = -\frac{1}{\sum_{t\in T} k_{it}^t}\left[\sum_{t\in T} k_{ij}^t V_j^t + \sum_{t\in T} k_{ik}^t V_k^t + k_T\right]. \tag{25}$$

Dacă nodul i se află pe frontiera C_2 unde condițiile (13) trebuie satisfăcute, în (25) se modifică doar k_T care devine

$$k_T = -\frac{1}{6}\sum_{t\in T} \rho_t D_t - \frac{f_3}{2}\sum_{j\in P} Z_{ij}, \tag{26}$$

cînd i și j formează un segment pe frontiera C_2, iar P este mulțimea nodurilor j care se află pe frontiera C_2 și sînt vecine cu vîrful i. Potrivit relației (25), potențialul V în orice vîrf i, poate fi exprimat ca o funcție de potențialele vîrfurilor vecine.

Problema este rezolvată cînd ecuația (25) este satisfăcută pentru toate nodurile rețelei ce acoperă domeniul Ω. Metoda de calcul iterativă cuprinde următorii pași:

1. Se inițializează toate potențialele din nodurile (vîrfurile) rețelei ce acoperă domeniul Ω, la valoarea zero, cu excepția celor pentru care este specificată valoarea lui V (condiții tip Dirichlet). Se notează cu V° aceste potențiale.

2. Se calculează pentru fiecare vîrf potențialul V_i cu relația (25) și se atribuie vîrfului respectiv valoarea

$$V^1 = V^\circ + f_A\,(V_i - V^\circ), \tag{27}$$

unde f_A se numește factor de convergență și se ia prin încercări în jurul valorii 1,9 [2].

3. La sfîrșitul primei iterații valorile care au fost calculate pentru toare nodurile rețelei, se iau ca valori V° pentru a doua iterație adică relația (27) se poate scrie într-o formă generală

$$V^p = V^{p-1} + f_A\,(V_i - V^{p-1}),\ p = 1, 2, \ldots, \tag{28}$$

p este numărul iterației.

4. Dacă diferențele între două iterații succesive sînt mai mici decît o eroare impusă, procedeul de calcul este terminat, altfel se reia pasul 3.

După calculul potențialului electric în fiecare nod al rețelei ce acoperă domeniul Ω, se calculează componentele cîmpului electrostatic E după cele două axe x și y, în fiecare element:

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x} = -\frac{V_i(y_j - y_k) + V_j(y_k - y_i) + V_k(y_i - y_j)}{D},$$

$$E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} = -\frac{V_i(x_k - x_y) + V_j(x_i - x_k) + V_k(x_j - x_i)}{D},$$

$$|\bar{E}| = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}.$$

4. Exemplu de calcul numeric

Algoritmul prezentat în §3 s-a aplicat la calculul numeric al cîmpului electrostatic într-un domeniu Ω mărginit de două plăci plane paralele cu potențiale constante (cazul condensatorului plan). O secțiune transversală pe planul plăcilor și o configurație posibilă a discretizării domeniului Ω este dată în figura 2.

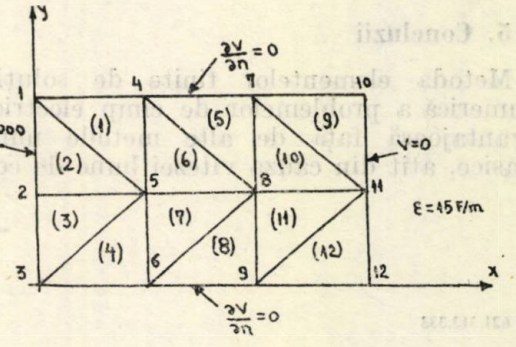


Fig. 2

În tabelul 1 se dau valorile potențialului V calculate în cele 12 noduri. Pentru o eroare absolută impusă între două iterații succesive mai mică decît 0,01, numărul de iterații necesar a fost de 106, iar execuția programului în FORTRAN pe un calculator FELIX C-256, a durat 26 secunde.

În tabelul 2 se dau componentele cîmpului electric E calculate în fiecare element. Comparația rezultatelor numerice cu cele obținute pe cale analitică, scoate în evidență precizia bună a metodei în calculul cîmpului electrostatic.

Tabelul 1

Nr. nod	V
1	1000
2	1000
3	1000
4	666,993
5	666,993
6	666,991
7	332,997
8	332,991
9	331,998
10	0
11	0
12	0

Tabelul 2

Nr. element	E_x	E_y	E
1	1 000,019	0,00009	1 000,019
2	1 000,019	0	1 000,019
3	1 000,019	0	1 000,019
4	1 000,025	−0,00371	1 000,025
5	999,988	−0,01160	999,988
6	1 000,006	0,00009	1 000,006
7	1 000,006	−0,00383	1 000,006
8	999,979	0,01412	999,979
9	999,991	0	999,991
10	999,973	−0,01163	999,973
11	999,973	0,01411	999,973
12	999,994	0	999,994

5. Concluzii

Metoda elementelor finite de soluţionare numerică a problemelor de cîmp electric este avantajoasă faţă de alte metode numerice clasice, atît din cauza vitezei bune de convergenţă cît şi a facilităţilor de utilizare pentru medii neomogene şi anizotrope. Convergenţa metodei se poate îmbunătăţi folosind într-o primă etapă de calul o grilă grosieră şi apoi o grilă mai fină [6].

Precizia de calcul se poate mări folosind pentru aproximarea lui V polinoame de grad superior, dar relaţiile de calcul se complică şi timpul de calcul se măreşte.

În problemele de cîmp cu singularităţi pe lîngă aproximarea polinomială a funcţiei necunoscute V, se pot introduce termeni suplimentari ce conţin funcţii speciale ce descriu aceste singularităţi [1], algoritmul de calcul rămînînd neschimbat.

Pentru echipamente electrice cu o topologie fixată, generarea grilei (reţelei) de elemente finite ce acoperă domeniul Ω, se poate face automat [5] cu ajutorul unui subprogram, căruia i se furnizează ca date de intrare, un număr redus de dimensiuni geometrice.

Bibliografie

[1] *Decréton, M.* Calcul des champs electromagnétiques par la méthode des éléments finis. In : Bul. ASE nr. 9, 1973.

[2] *Anderson, O. W.* Iterative solution of finite element equations in magnetic fields problems. In : Paper at the IEEE PES, Summer Meeting, San Francisco, July, 1972.

[3] *Forray, M. J.* Calculul variaţional în ştiinţă şi tehnică. Bucureşti, Editura tehnică, 1975.

[4] *Huebner, K.* The finite element method for engineers. John Wiley and Sons, New York, 1975.

[5] *Andersen, O.*, Laplacian electrostatic field calculations by finite elements with automatic grid generation. In : Paper at the IEEE PES, Winter Meeting, New York, January 1973.

[6] *Cârstea I.* Calculul numeric al cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare, prin metoda elementelor finite. În : Electronica, electrotehnica şi automatica, nr. 2, 1980.

CZ 621.313.333

MAŞINI LINIARE DE INDUCŢIE
MERS SINCRON

Mersul sincron la maşini electrice liniare de inducţie

TIBERIU COROESCU, CAROL SZABO * — PETROŞANI

Introducere

Acţionările cu motoare electrice liniare de inducţie dau posibilitatea de a simplifica cinematica multor mecanisme, de a micşora pierderile în transmisiile mecanice şi de a mări siguranţa în funcţionare a mecanismului în ansamblu. Datorită avantajelor pe care le prezintă acţionările cu motoare electrice liniare de inducţie, s-a pus problema aplicării lor la diferitele instalaţii de transport uzinal cu mişcare de translaţie. Particularitatea principală şi avantajul la aceste acţionări constă în aceea că forţa de tracţiune nu este limitată de forţa de aderenţă a roţilor de acţionare la calea de rulare.

În multe cazuri este necesar ca două mecanisme de lucru acţionate cu motoare electrice

* Institutul de mine şi Institutul de cercetări şi proiectări miniere pentru cărbune — Petroşani.

liniare de inducţie, care nu sînt cuplate prin mijloace mecanice, să aibă aceaşi viteză independent de forţa rezistentă ce revine la fiecare motor. Dintre instalaţiile la care se aplică (sau s-ar putea aplica cu uşurinţă) acţionarea cu motoare electrice liniare de inducţie şi la care mersul sincron este necesar se pot aminti: poduri rulante, macarale capră etc. La aceste instalaţii legătura mecanică între roţile de rulare care asigură mişcarea de translaţie a podului sau macaralei ar întîmpina dificultăţi. Viteza egală pentru mecanisme în aceste cazuri se asigură numai prin legătură electrică între motoarele de acţionare, utilizînd scheme de conectare care asigură regimul de mers sincron.

1. Descrierea schemei

În continuare se studiază realizarea mersului sincron folosind maşini de egalizare. Schema instalaţiei este redată în figura 1.

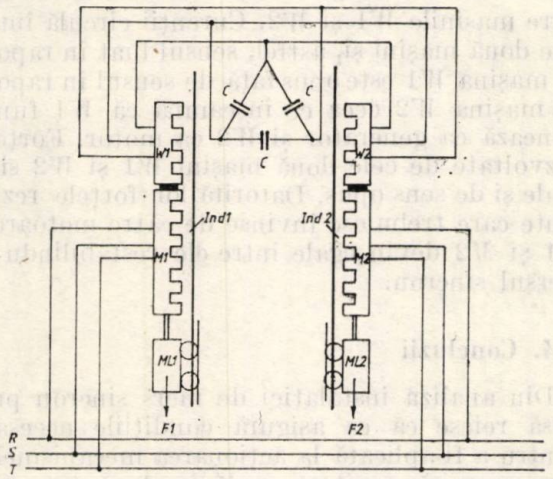


Fig. 1. Schema unei instalaţii de mers sincron folosind maşini de egalizare.

În aceasta figură *ML*1 şi *ML*2 sînt maşinile de lucru. *M*1, Ind1 şi M2, Ind2 sînt cele două motoare liniare de inducţie cu cîmp mobil care dezvoltă forţa de acţionare. *W*1, Ind1 şi *W*2, Ind2 sînt cele două maşini liniare de inducţie cu rol de maşini de egalizare. *M*1, *M*2, *W*1, *W*2 sînt inductoare plane prevăzute cu cîte o înfăşurare trifazată plană. Indusurile Ind1 şi Ind2 se realizează din material feromagnetic acoperit cu aluminiu sau cupru. În cazul maşinilor *W*1, Ind1 şi *W*2, Ind2 rolul de inductor sau de indus depinde de regimul de funcţionare după cum se va vedea în cele ce urmează.

C sînt condensatoare electrice legate în triunghi într-o baterie trifazată. *F*1 şi *F*2 sînt forţele rezistente ale maşinilor de lucru *ML*1 şi *ML*2.

Pentru notarea maşinilor liniare, în cele ce urmează se va folosi numai notaţia inductoarelor.

Se observă că *ML*1, *M*1 şi *W*1 sînt legate mecanic rigid între ele la fel şi *ML*2, *M*2, *W*2.

Maşinile de acţionare *M*1 şi *M*2 funcţionează în regim de motor, iar cele de egalizare *W*1 şi *W*2 — în regim de motor sau generator. Motoarele *M*1 şi *M*2 se racordează la o reţea de alimentare trifazată simetrică. Maşinile *W*1 şi *W*2 sînt racordate la borne comune împreună cu bateria de condensare formată din condensatoarele *C*.

2. Funcţionarea la sarcină simetrică

Dacă forţele rezistente *F*1 şi *F*2 sînt egale, atunci vitezele maşinilor *M*1 şi *M*2 vor fi egale şi fără intervenţia maşinilor de egalizare. Se consideră *M*1 identic cu *M*2 şi *W*1 identic cu *W*2. În acest caz ambele maşini de egalizare *W*1 şi *W*2 funcţionează în regim de generator, iar tensiunile electromotoare induse în cele două maşini sînt egale şi în fază.

Maşinile de inducţie *W*1, *W*2 funcţionînd în regim de generator trebuie să absoarbă de la reţea putere reactivă, necesară pentru magnetizarea circuitului lor magnetic. De aceea, funcţionarea maşinii asincrone în regim de generator se poate realiza numai dacă pe reţeaua la care este conectată, există fie generatoare sincrone fie capacităţi. În cazul schemei analizate în acest articol, puterea reactivă necesară este furnizată de bateria de condensatoare formată din condensatoarele *C*. În acest caz maşinile *W*1, *W*2 se pot autoexcita şi pot funcţiona în regim de generator.

S-a arătat că, dacă $\underline{F1} = \underline{F2}$,

atunci, $\underline{Ue1a,\ b,\ c,} = \underline{Ue2a,\ b,\ c}$ (fig. 2 a.) şi, deci, curentul din circuitul exterior al maşinilor *W*1 şi *W*2 este nul. Cele două maşini funcţionează în gol, adică nu dezvoltă forţe motoare.

La mersul în gol tensiunea la bornele maşinii *W*1 sau *W*2 este:

$$\underline{U} = j(X_1 + X_{1m})\,\underline{I}_\mu$$

în care,

X_1 — este reactanţa de scăpări a *W*1 sau *W*2;

X_{1m} — este reactanţa de magnetizare a *W*1 sau *W*2;

$\dot{I}_\mu$ — curentul de magnetizare.

Tensiunea la bornele condensatorului *C* este:

$$\underline{U} = j\frac{1}{\omega C}\,\underline{I}_c,$$

în care,

C este capacitatea reţelei, raportată la o fază a înfăşurării *W*1 sau *W*2;

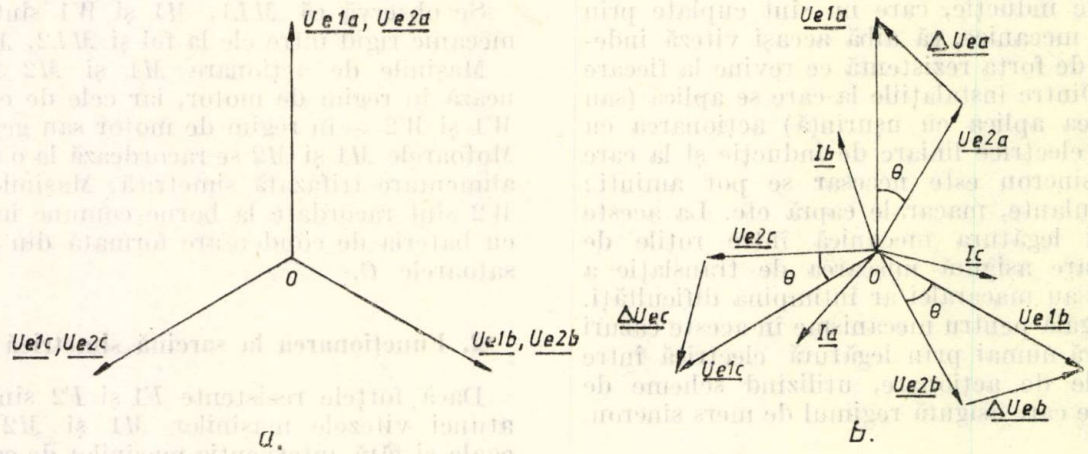


Fig. 2. Diagrama fazorială a tensiunilor electromotoare induse : a — la mers sincron ; b — la dezechilibru.

ω — pulsaţia reţelei ;
I_c — curentul capacitiv.

Dar $\underline{I}_c = \underline{I}_\mu$ şi, prin urmare, $X_1 + X_{1m} = \frac{1}{\omega C}$,

$$X_{1m} = \omega L_{1m} \text{ şi } X_1 = \omega L_1\sigma,$$

în care,

$L_{1\sigma}$ este inductanţa de scăpări a $W1$ sau $W2$;
L_{1m} — inductanţa de magnetizare a $W1$ sau $W2$.

Rezultă frecvenţa tensiunii produse :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_{1m} + L_{1\sigma})}}.$$

În relaţiile de mai sus rezistenţele înfăşurărilor $W1$ şi $W2$ s-au considerat neglijabile.

3. Funcţionarea la sarcină asimetrică

Se presupune acum că forţele rezistente transmise celor două motoare $M1$ şi $M2$ sînt diferite şi anume $F1 < F2$ ($F1 = \text{const}$). În acest caz viteza ansamblului maşinilor $M2$, $W2$ scade prin urmare frecvenţa tensiunii indusă de $W2$, $U_{e2a,b,c}$ scade. În expresia reactanţelor se micşorează frecvenţa avînd drept urmare scăderea valorii absolute şi schimbarea fazei tensiunii induse $U_{e2a,b,c}$. Deoarece $F1 = \text{const}$. viteza ansamblului $M1$, $W1$ rămîne neschimbată, prin urmare $\underline{U}_{e1a,b,c}$ nu se schimbă. Între tensiunile induse $\underline{U}_{e1a,b,c}$ şi $\underline{U}_{e2a,b,c}$ la dezechilibru apar diferenţele de tensiune $\Delta U_{ea,b,c}$ conform figurii 2b.

Tensiunile $\Delta U_{ea,b,c}$ forţează curenţii $I_{a,b,c}$ între maşinile $W1$ şi $W2$. Curenţii circulă între cele două maşini şi, astfel, sensul luat în raport cu maşina $W1$ este opus faţă de sensul în raport cu maşina $W2$ ceea ce înseamnă că $W1$ funcţionează ca generator şi $W2$ ca motor. Forţele dezvoltate de cele două maşini $W1$ şi $W2$ sînt egale şi de sens opus. Datorită lor forţele rezistente care trebuiesc învinse de către motoarele $M1$ şi $M2$ devin egale între ele restabilindu-se mersul sincron.

4. Concluzii

Din analiza instalaţiei de mers sincron propusă reiese că ea asigură condiţiile necesare pentru a fi aplicată la acţionarea mecanismelor care necesită o viteză egală în două (sau mai multe) puncte de acţionare.

Verificarea experimentală a instalaţiei de mers sincron descrisă mai sus s-a făcut pe un stand de încercări special construit. Rezultatele încercărilor urmează a fi prezentate într-un articol viitor.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Maşini electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1977.

[2] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A. S.* Tratat de maşini electrice, vol. 3. Bucureşti, Editura Academiei Republicii Socialiste Romania, 1971.

[3] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. Bucureşti., Editura didactică şi pedagogică, 1967.

CZ 621.313.333 : 621.314.26

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENȚĂ
MOTOARE ASINCRONE
VITEZĂ VARIABILĂ

Acționarea cu viteză variabilă cu motoare asincrone în industria chimică

IOAN DÉSIRÉ SUCEVEANU * — BUCUREȘTI

Industria chimică, prin diversitatea tehnologiilor pe care le cuprinde, impune în numeroase cazuri rezolvarea problemei echipării utilajelor cu sisteme de acționare cu viteză variabilă. Se întîlnesc în practica curentă aproape toate metodele cunoscute de reglaj al vitezei mașinii de lucru, începînd cu cele independente de motorul de acționare ce utilizează cele mai diferite tipuri de variatoare de viteză, continuînd cu metodele de reglare a vitezei motorului de acționare, pînă la sisteme complexe ce utilizează pentru aceleași echipament două, trei metode diferite de reglare. La condițiile impuse de mașinile de lucru se adaugă de regulă noi dificultăți create de mediul de lucru care poate fi cu pericol de explozie, coroziv, cu praf combustibil sau bun conducător de electricitate precum și de cerințele de continuitate a funcționării la întreruperi de scurtă durată a alimentării cu energie și de siguranță în funcționare în cazul proceselor tehnologice continue. Ca în rezolvarea oricărei probleme inginerești, metoda aleasă trebuie să asigure îmbinarea eficientă a optimului tehnic cu cel economic. De aici rezultă și diversitatea mare de metode aplicate.

Beneficiind de dezvoltarea cu un deosebit avînt a electronicii de putere, motorul asincron este din ce în ce mai mult utilizat în sisteme de acționare care, cu puțin în urmă, erau apanajul exclusiv al motorului de curent continuu. Tiristoarele și tranzistoarele de putere, triacurile, circuitele integrate și microprocesoarele au făcut ca în prezent convertizoarele statice de frecvență să fie tot mai des utilizate în sistemele de acționare în asociație cu motorul asincron ieftin, robust și cu întreținere ușoară. Cunoscut în trecut ca element de acționare cu turația legată de frecvența fixă a rețelei de alimentare, motorul asincron constituie astăzi un mijloc de acționare flexibil, cu turația reglabilă într-o gamă largă. Asociația convertizor static-motor asincron cu rotorul în scurtcircuit permite punerea de acord a caracteristicii mecanice a motorului cu necesitățile impuse de mașinile de lucru cele mai diverse. Se pot asigura practic toate dezideratele impuse sistemelor de acționare, cum ar fi: pornirea automată și accelerarea controlată, funcționarea cu turație constantă sau la cuplu constant, reglarea automată după program a turației, frînarea automată, schimbarea sensului de rotație, poziționarea rotorului, reglarea simultană a turației mai multor motoare, sensibilitate redusă la variații în anumite limite a tensiunii și frecvenței de alimentare, gamă largă de reglare a vitezei cu finețe deosebită a reglării, viteza mare de răspuns a sistemului precum și posibilitatea recuperării energiei disponibile la frînarea unor motoare cu inerție mare. Principalele dezavantaje rămîn costul încă ridicat al elementelor semiconductoare, existența armonicelor la ieșirea convertizoarelor care produc pierderi suplimentare în motorul asincron, introducerea de distorsiuni în rețeaua de alimentare prin armonicele curenților de fază precum și factorul de putere scăzut pentru game largi de reglare și pentru sarcini variabile în timp.

Convertizoarele statice destinate reglării vitezei prin alimentarea motorului asincron cu tensiune avînd amplitudinea și frecvența variabile se pot realiza printr-o dublă sau printr-o simplă conversie a energiei electrice. Primele, numite indirecte sau cu circuit intermediar de curent continuu, pot avea tensiunea circuitului intermediar constantă (fig. 1a) sau variabilă (fig. 1b și 1c). Cele cu simplă conversie se numesc directe sau cicloconvertizoare (fig. 1d).

După cum se vede, modul de reglaj al tensiunii se poate realiza fie cu ajutorul invertorului ca în figura 1a, fie cu ajutorul unui variator de tensiune continuă *RTC* ca în figura 1b, fie prin intermediul redresorului comandat ca în fig. 1c [1, 2, 3,]. Avatajele schemelor cu redresor necomandat (fig. 1a și 1b) sînt:

— factor de putere mai bun datorită redresorului necomandat;

— redresorul poate fi comun pentru mai multe invertoare care reglează diferit viteza mai multor motoare;

— există posibilitatea recuperării energiei disponibile la frînarea unor motoare prin furnizarea acesteia altor invertoare.

Convertizoarele cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, mult utilizate în industrie, sînt de fapt variante mai mult sau mai puțin perfecționate ale invertorului de

* Institutul de inginerie tehnologică și proiect. ptr. ind. chimică — București.

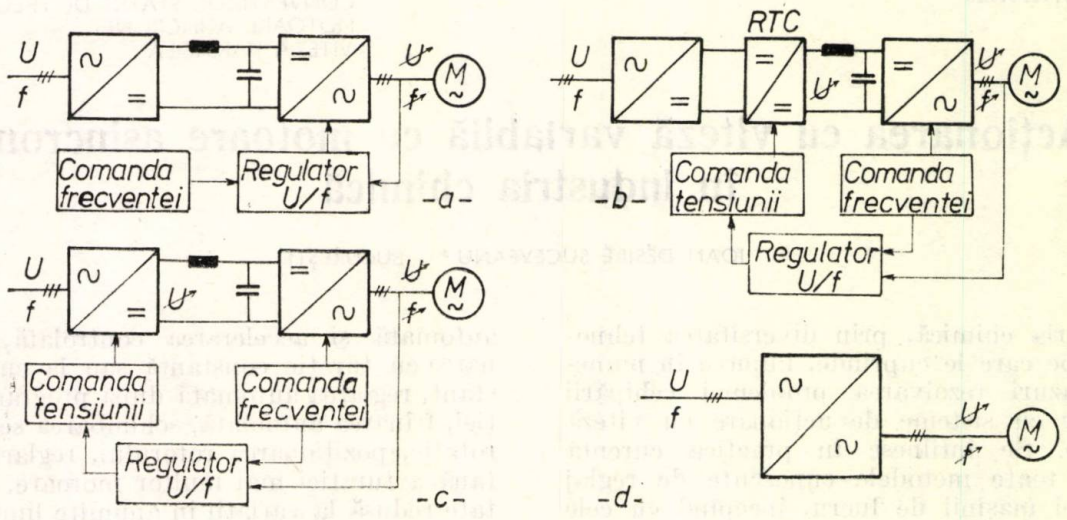


Fig. 1

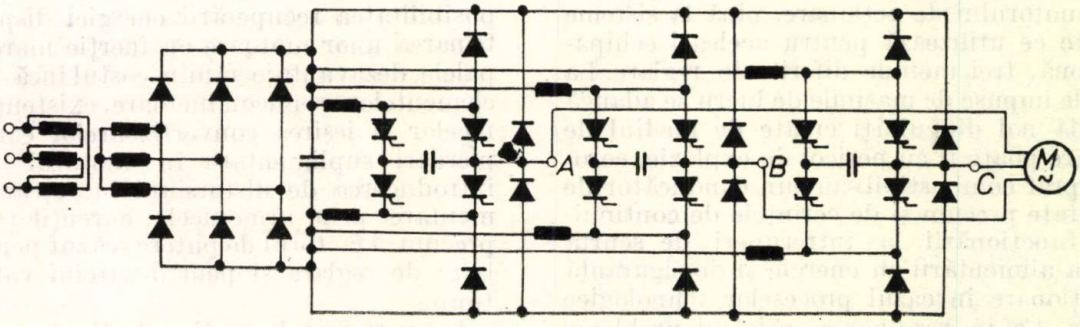
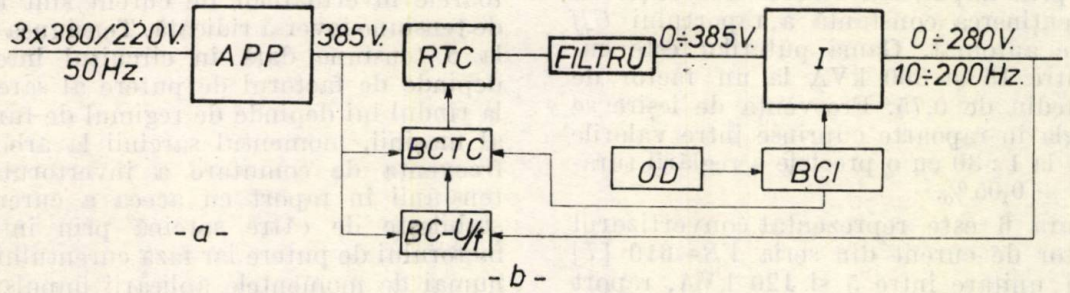


Fig. 2

tip Mc Murray alimentat de la un redresor necomandat [4], un exemplu fiind cel cu schema din figura 2 fabricat de firma Siemens. Invertorul, în scopul reglării tensiunii de ieşire, este format pe fiecare fază din două choppere defazate la 120° şi avînd polarităţi opuse. Forma undei tensiunii de ieşire este crestată, pentru modificarea frecvenţei variind numărul de crestături, iar pentru reglarea tensiunii schimbîndu-se durata crestăturilor. Invertorul utilizează în construcţia sa tiristoare rapide deoarece pentru obţinerea unei unde de ieşire fundamentale aproximativ sinusoidale este necesar ca numărul de crestături să fie destul de mare.

Convertizoarele cu variator de tensiune în circuitul intermediar de curent continuu [2] prezintă avantajul unui conţinut în armonici practic constant în tensiunea de ieşire şi scheme de comandă pentru variator şi invertor relativ simple. Un exemplu de convertizor de acest tip este seria ACCUSPEDE fabricată de Emerson Electric [5] care se construieşte pentru gama de puteri cuprinse între 20 şi 218 kVA, frecvenţe de ieşire între 10 şi 200 Hz şi tensiunea de ieşire între zero şi 280 V. Suprasarcina admisă timp de un minut este de 150 %. Prezenţa variatorului de tensiune continuă *RTC* în circuitul intermediar permite ca pentru reglajul în mod diferit al vitezei mai multor motoare să poată fi prevăzută o alimentare comună de putere, deci un singur redresor care să alimenteze mai multe invertoare. După cum se vede în schema-bloc din figura 3a, frecvenţa este reglată de oscilatorul digital *OD* prin suprapunerea unei unde triunghiulare peste unda purtătoare de 12 MHz generată de *OD*. Frecvenţa rezultantă, aplicată invertorului prin intermediul blocului său de comandă *BCI*, poate fi, deci, reglată prin nivelul tensiunii continue de comandă aplicate *OD*. *BCI* produce impulsurile de aprindere a tiristoarelor invertorului şi conţine şi circuitele necesare comenzilor de pornire, oprire şi reversarea turaţiei motorului alimentat. Tensiunea la ieşirea *RTC* este reglată de blocul *BCTC* de control al tensiunii continue. Acesta compară tensiunea furnizată de redresor cu semnalul primit de la blocul *BC—U/f* de control al raportului tensiune-frecvenţă rezultînd o undă triunghiulară care este proporţională cu mărimea modificării necesare a tensiunii de ieşire şi care comandă timpul de conducţie al tiristoarelor *RTC*.

În figura 3b se vede că alimentarea principală de putere *APP* este formată dintr-un transformator trifazat conexiune triunghi-stea și două redresoare trifazate furnizînd la ieșire, unul +192 V, iar celălalt −192 V. *RTC* poate fi descris ca un invertor monofazat punte avînd



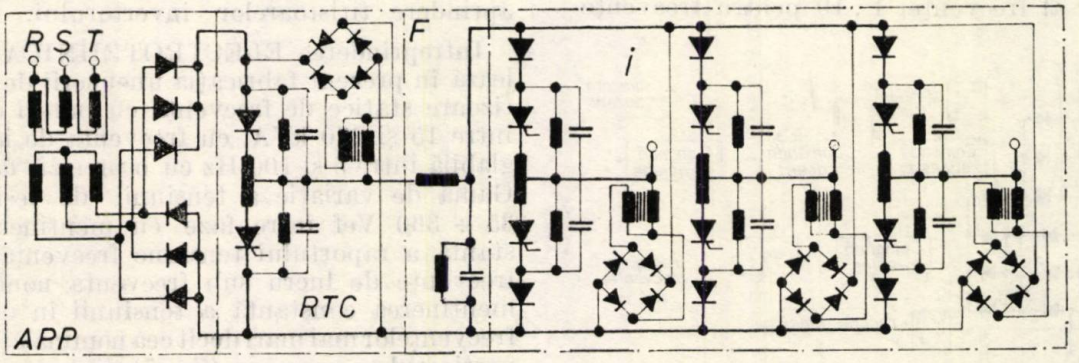


Fig. 3

două tiristoare și lucrînd bidirecțional cc./cc. Nivelul tensiunii de ieșire, cuprins între zero și 385 V, este determinat de reglajul duratei de conducție a tiristoarelor. Invertorul *I* este de tip punte cu autocomutație. Fiecare fază este identică cu chopperul *RTC* cu excepția că ieșirile nu conțin filtrul *F*. Cele trei faze sînt decalate cu 120°, cele două tiristoare ale fiecărei faze fiind alternativ în conducție cîte 180° (fig. 4).

Convertizoarele cu circuit intermediar de tensiune variabilă sînt formate dintr-un redresor comandat cu care se reglează valoarea tensiunii de ieșire și un invertor de tensiune sau de curent cu care se modifică valoarea frecvenței de ieșire [1, 2, 3]. Convertizoarele de acest tip echipate cu invertor de tensiune se produc în mod curent în scopul reglării vitezei celor mai diverse utilaje. Ele sînt preferate pentru acționările cu grupe de motoare asincrone care trebuie să funcționeze cu viteză variabilă dar sincronizate între ele. Invertoarele de tensiune necesită tiristoare rapide și diode de

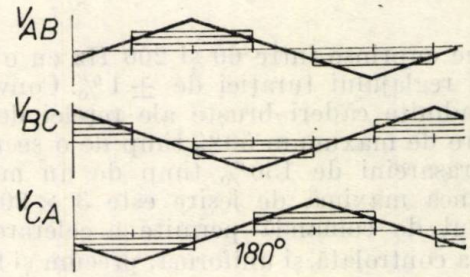


Fig. 4

curent invers. Faza tensiunii de ieșire depinde numai de momentele aplicării impulsurilor de aprinderea tiristoarelor invertorului. Faza curentului, în raport cu aceea a tensiunii, se stabilește de către sarcină prin intermediul factorului de putere.

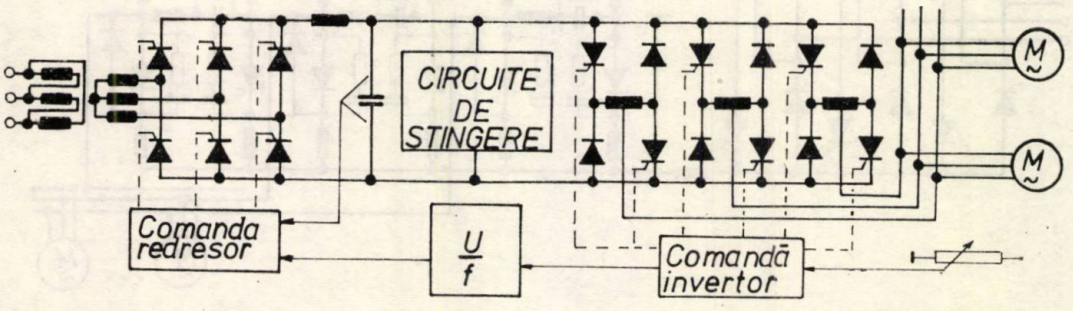


Fig. 5

Un exemplu de asemenea convertizoare sînt cele din seria SEMIVERTER fabricate de AEG [6] și care au schema de principiu dată în figura 5. Între redresor și invertor se găsește filtrul de netezire format dintr-o inductanță și o capacitate de valoare mare. Turația se reglează prin impunerea valorii frecvenței de ieșire, menținerea constantă a raportului U/f făcîndu-se automat. Gama puterilor este cuprinsă între 15 și 300 kVA la un factor de putere mediu de 0,75. Frecvența de ieșire se poate regla în rapoarte cuprinse între valorile 1 : 6 pînă la 1 : 30 cu o precizie a reglării turației de $\pm$ 0,05%.

În figura 6 este reprezentat convertizorul cu invertor de curent din seria *VS*—610 [7] cu puteri unitare între 5 și 120 kVA, raport de reglaj al frecvenței 1 : 10 pentru frecvențe

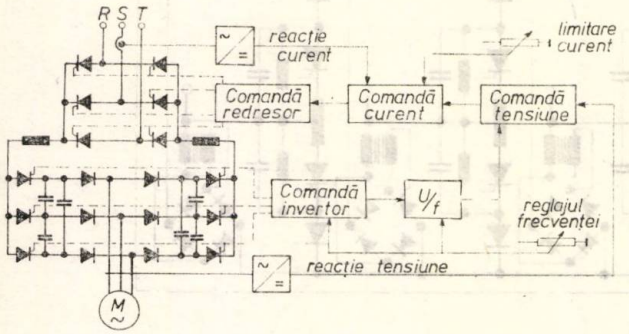


Fig. 6

maxime cuprinse între 60 și 200 Hz cu o precizie a reglajului turației de $\pm$ 1%. Convertizorul admite căderi bruște ale rețelei de alimentare de maximum 50% timp de o secundă și suprasarcini de 150% timp de un minut. Tensiunea maximă de ieșire este 3 $\times$ 200 V. Sistemul de comandă permite accelerarea și frînarea controlată și uniformă, precum și funcționarea la cuplu constant prin menținerea constantă a raportului U/f. Filtrarea tensiunii intermediare se face numai prin intermediul unei inductanțe.

Utilizarea invertorului de curent în componența convertizoarelor indirecte este utilă în special în cazul acționărilor individuale. Tiristoarele invertoarelor de curent sînt lente dar de tensiune inversă ridicată. Tensiunea de ieșire, la o tensiune dată în circuitul intermediar, depinde de factorul de putere al sarcinii care la rîndul lui depinde de regimul de funcționare al mașinii, momentul sarcinii la arbore și de frecvența de comutare a invertorului. Faza tensiunii în raport cu aceea a curentului se stabilește de către sarcină prin intermediul factorului de putere iar faza curentului depinde numai de momentele aplicării impulsurilor de aprindere tiristoarelor invertorului.

Intreprinderea ELECTROTEHNICA asimilează în prezent fabricația unei serii de convertizoare statice de frecvență cu puteri cuprinse între 15 și 270 kVA, cu frecvența de ieșire reglabilă între 5 și 100 Hz cu o precizie de $\pm$5%. Gama de variație a tensiunii de ieșire este 35 ÷ 360 Vef între faze cu menținerea constantă a raportului tensiune frecvență pentru frecvențe de lucru sub frecvența nominală și menținerea constantă a tensiunii în domeniul frecvențelor mai mari decît cea nominală [8]. Convertizorul se compune (fig. 7) dintr-un redresor comandat reversibil care permite variația tensiunii de ieșire și recuperarea energiei de frînare a motoarelor acționate și un invertor trifazat cu comutație forțată la ieșirea căruia se obține tensiunea trifazată de amplitudine și frecvență variabilă. Timpul de accelerare este reglabil între 5 și 45 secunde, iar cel de frînare între 15 și 45 secunde.

La aceeași întreprindere este în fabricație și convertizorul static de frecvență de mică putere CFS 005, putere 5 kVA, frecvența de ieșire reglabilă între 5 și 100 Hz, gama de varia-

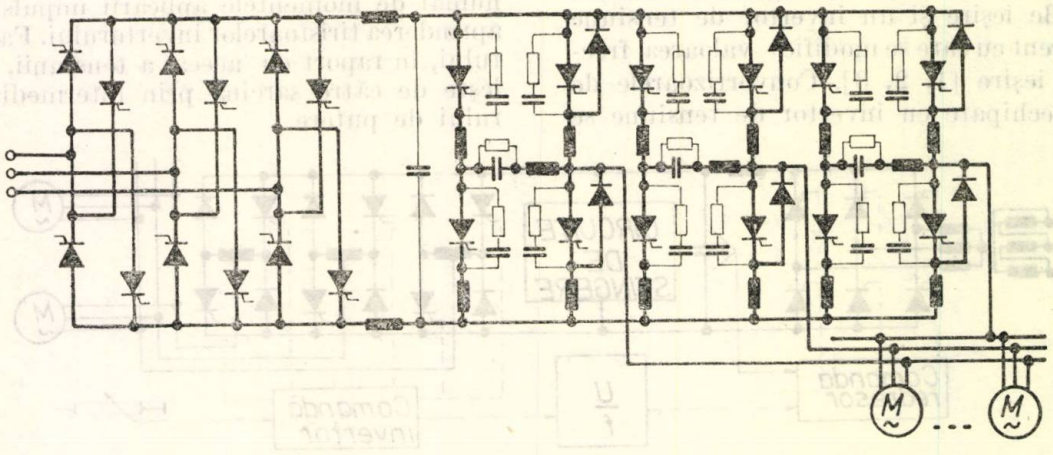


Fig. 7

ție a tensiunii de ieșire între două faze 35 ÷ 360V, timpi de accelerare și frînare reglabili. Convertizorul este format (fig. 8) dintr-un redresor necomandat *R*, un chopper cu tiristoare *M* pentru reglajul tensiunii de ieșire și un invertor *I* cu circuit comun de stingere *CS* și este

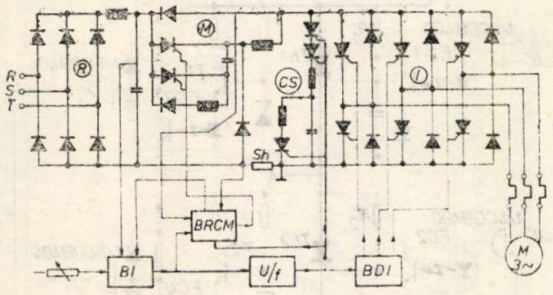


Fig. 8

realizat în soluție compactă pe partea de forță și modular pe partea de comandă și reglare [9]. Schema de comandă cuprinde blocul integrator *BÎ*, blocul de reglare și comandă *BRCM* al chopperului, convertorul tensiune-frecvență *CTF* și distribuitorul de impulsuri *BDI*.

În curs de omologare la întreprinderea ELECTROTEHNICA este și seria de convertizoare de frecvență pentru acționări reglabile în soluția redresor comandat-invertor autonom de curent [10] proiectate de IPA. Seria cuprinde convertizoare cu puteri cuprinse între 50 și 500 kVA destinate reglării turației motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu funcționarea în patru cadrane. Gama de reglaj a frecvenței este de la 5 la 50 Hz pentru motoare cu conexiunea înfășurărilor statorice în stea și 5 ÷ 87 Hz pentru cele în triunghi, asigurînd o gamă de reglare a turației de 1 : 10 respectiv 1 : 17. Schema-bloc a convertizorului, figura 9

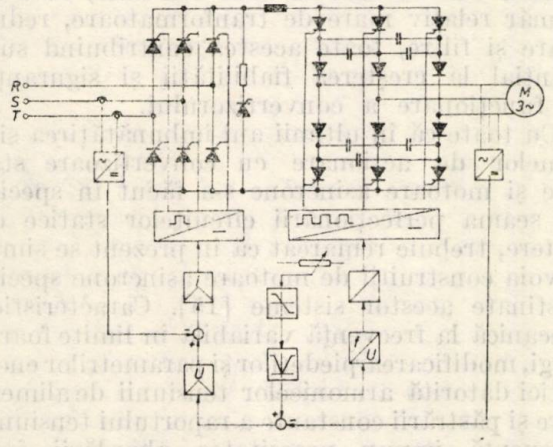


Fig. 9

este prevăzută cu o reacție de curent și una de tensiune. Convertizorul împiedică desprinderea motorului la accelerare sau suprasarcină prin reducerea frecvenței, dacă curentul redresorului depășește un prag ajustabil, cu condiția ca limitarea de curent să fie reglată peste acest prag.

Realizarea în ultimii ani a tranzistorului de putere a permis utilizarea acestuia în construcția convertizoarelor de puteri mici și medii. Frecvența maximă de funcționare a tiristoarelor impune un raport scăzut între frecvența purtătoare și frecvența fundamentală în special în domeniul frecvențelor apropiate de 50 Hz. Astfel, dacă la frecvențe mici forma undei de ieșire a convertizorului cu tiristoare este asemănătoare celei date de cel cu tranzistoare, la creșterea frecvenței, raportul între purtătoare și fundamentală scade la 6 sau chiar 3 și forma undei de ieșire va diferi tot mai mult de aceea obținută cu tranzistoare înrăutățind condițiile de funcționare ale motorului asincron [11]. Folosirea tranzistoarelor de putere, care pot funcționa la mai mulți kilohertzi, înlătură dificultățile create de timpii relativ mari de excitație a tiristoarelor. Importanța convertizoarelor cu tranzistoare de putere nu trebuie neglijată cu tot domeniul limitat de puteri deoarece industria chimică are numeroase cazuri de acționări cu viteză variabilă cu puteri mici și medii.

Convertizoarele directe sau cicloconvertizoarele realizează reglajul amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire prin intermediul acelorași elemente de comutație alimentate direct la frecvența rețelei industriale și se pretează în special la acționări de putere mare și turație redusă. Ele se compun de fapt din două mutatoare pe fiecare fază ce pot lucra fiecare în două cadrane. Printr-o comandă continuă a unghiurilor de conducție se obține la ieșire tensiunea alternativă dorită, fiecare mutator lucrînd pe rînd ca redresor sau invertor [1, 2, 3]. Cicloconvertizoarele se pot realiza fie cu comutație naturală, cele mai utilizate, fie cu comutație forțată. Ultimele nu prezintă avantaje deosebite față de convertizoarele indirecte. Constructiv se pot realiza cicloconvertizoare simetrice sau asimetrice, cu un număr mai mare sau mai mic de pulsuri. Prin trecerea la un număr mărit de pulsuri se obține un conținut micșorat în armonici la ieșire. Convertizorul direct tiristorizat este cel mai nou mijloc de modificare a amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare a motoarelor asincrone în acționările cu viteză variabilă. Realizarea lui cu performanțe cît mai ridicate și cu un preț de cost convenabil este în centrul atenției specialiștilor. Utilizarea în industrie a cicloconvertizorului este limitată, în prezent, de unele dezavantaje din care cele mai importante sînt complexitatea schemelor de comandă în special în cazul menținerii constante a fluxului inductor și factorul de putere redus la turații mici.

Alegerea unui convertizor static direct sau indirect se face avînd în vedere puterea nece-

sară, domeniul de turații, gama și modul de reglare dorite, simplitatea circuitului de forță, adaptabilitatea schemei de comandă și reglare la cerințele mașinii de lucru, conținutul în armonici acceptat de motorul asincron precum și fiabilitatea și costul convertizorului.

Sistemele de comandă și reglare ale convertizoarelor statice de frecvență destinate acționărilor cu viteză variabilă cu motoare asincrone trebuie să îndeplinească în general următoarele cerințe : continuitatea reglajului, timpi, cît mai mici de răspuns, stabilitatea reglajului și finețea reglării, pierderi minime și investiții reduse, siguranță mare în funcționare. Circuitele de reglare pot utiliza mai multe bucle de reacție folosind ca mărimi de reacție tensiunea de ieșire, curentul absorbit sau cel din circuitul intermediar, fluxul învîrtitor din întrefierul motorului, turația mașinii de lucru sau caracterul sarcinii.

Analiza spectrală a tensiunii de ieșire a impus modificarea sistemului de comandă funcție de frecvența fundamentalei tensiunii de ieșire. Astfel, la cicloconvertizoare este necesară utilizarea unor comenzi potrivite algoritmelor optime ale unghiurilor de aprindere funcție de numărul de intervale în care a fost împărțită fundamentala în procesul obținerii acesteia din tensiune de intrare. În cazul convertizorului indirect, la frecvențe joase se utilizează modulația impulsurilor în durată, iar la frecvențele ridicate modulația în amplitudine a impulsurilor. Utilizarea releelor de frecvență cu circuite integrate [12] pentru detectarea domeniilor de funcționare duce la creșterea fiabilității convertizorului, la mărirea flexibilității comenzii simultan cu reducerea gabaritului și costului întregii instalații. Releele de frecvență cu circuite integrate se dovedesc utile și la limitarea curentului maxim prin motorul asincron alimentat de convertizorul static. Funcție de informația primită prin intermediul unui fotoelement ce detectează turația motorului, releul de frecvență comandă la pornire utilizarea unor unghiuri de aprindere mărite și apoi trecerea la unghiurile de aprindere optime în momentul atingerii turației reglate.

În scopul creșterii siguranței în funcționare este necesar ca schema de comandă să asigure nu numai obținerea impulsurilor de comandă în regim optim, respectarea succesiunii impuse pentru acestea și supravegherea bunei funcționări a sistemului ci și o blocare sigură a tiristoarelor ce nu sînt în conducție în scopul evitării scurtcircuitării tensiunii de alimentare. În acest scop se folosesc scheme cu fotocuploare pentru controlul blocării tiristoarelor, scheme care necesită surse auxiliare de tensiune constantă [13].

Eliminarea acestor surse auxiliare este posibilă prin utilizarea a două fotocuploare în circuitul de aprindere al tiristoarelor [14]. După cum se vede în figura 10, dacă $T1$ este în stare blocată, la alimentarea fotocuplorului $FC1$ poarta sa este conectată la catod. La întreruperea alimentării diodei luminiscente are loc blocarea fototranzistorului și, deci, se va aplica

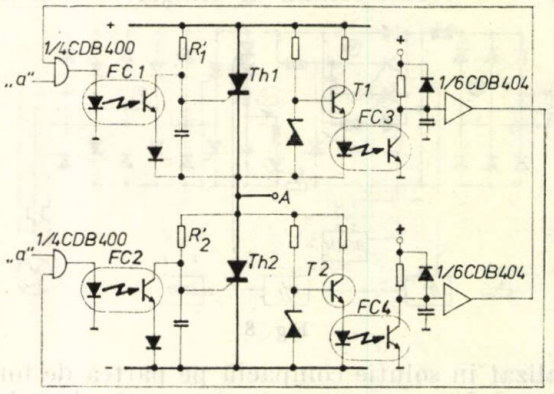


Fig. 10

pe poarta lui $T1$ un semnal pozitiv în rapore cu catodul prin rezistanța $R1$. Tensiunea dl valoare ridicată existentă între anodul și catodut tiristorului blocat $T1$ alimentează stabilizatorul realizat cu tranzistorul $Tr1$ și prin dioda luminiscentă a $FC3$ trece curent, intrarea de blocaj a circuitului inversor este pusă la masă și acesta va permite aplicarea impulsurilor de aprindere a pe poarta tiristorului $T2$ prin intermediul $FC2$. Dacă $T1$ este în conducție, la intrarea circuitului $NAND$ se aplică un semnal de nivel scăzut și toate impulsurile a ce pot apare în mod accidental în această perioadă sînt blocate. În același mod lucrează și sînt interblocate fotocuploarele $FC1$ și $FC4$.

Interblocajul astfel realizat, alimentat de tensiunea de blocare a tiristorului protejat, elimină sursele auxiliare de tensiune, deci un număr relativ mare de tranformatoare, redresoare și filtre, toate acestea contribuind substanțial la creșterea fiabilității și siguranței în funcționare a convertizorului.

Cu toate că în ultimii ani îmbunătățirea sistemelor de acționare cu convertizoare statice și motoare asincrone s-a făcut în special pe seama perfecționării circuitelor statice de putere, trebuie remarcat că în prezent se simte nevoia construirii de motoare asincrone special destinate acestor sisteme [15]. Caracteristica mecanică la frecvență variabilă în limite foarte largi, modificarea piederilor și parametrilor energetici datorită armonicelor tensiunii de alimentare și păstrării constante a raportului tensiune-frecvență impun necesitatea abordării construcției motorului asincron dintr-un punct de vedere diferit de cel al motorului asincron alimentat la tensiune și frecvență constante.

Pe de altă parte, tendința de a realiza convertizoare statice cu utilizare cît mai generală conduce la domenii foarte largi de frecvență

cu respectarea legilor de variație a tensiunii cu frecvența pe întreg domeniul, cu circuite de comandă și supraveghere complexe și prin urmare la un cost ridicat. Condițiile concrete din industria chimică, în marea majoritate a cazurilor, nu impun condiții deosebit de severe din punct de vedere a întinderii domeniului de reglaj, a gamei de puteri, a preciziei reglării și complexității schemelor de comandă. Realizarea de convertizoare construite special pentru utilajul acționat de motorul asincron ar avea ca rezultat obținerea performanțelor dorite la un preț de cost mai redus, evitarea unui consum inutil de componente electronice, o exploatare și o întreținere mai ușoară și deci o mai largă utilizare a acționărilor cu viteză variabilă cu motoare asincrone. La aceste avantaje trebuie să adăugăm și pe acela al economiilor importante de energie ce se pot obține prin extinderea utilizării acestor tipuri de sisteme de acționare cu viteză variabilă. Evident că realizarea de unicate și serii mici este puțin convenabilă marii industrii electrotehnice și de aceea stabilirea tipurilor specializate necesare, construirea și experimentarea acestora, aprecierea necesității și eficienței fiecărei soluții în parte trebuie să constituie preocuparea specialiștilor de domeniu, care lucrează în industria chimică.

Rezolvarea în acest mod a problemei acționărilor cu viteză variabilă cu motoare asincrone alimentate de convertizoare statice de frecvență poate deveni deosebit de utilă industriei chimice românești. În prezent este posibilă realizarea în țară a întregului echipament, problema punîndu-se nu numai pentru noile investiții ci și pentru multe instalații existente, ale căror utilaje lucrînd în condiții grele de mediu sînt tributare importului de diferite variatoare de viteză ce pot fi înlocuite treptat, pe măsura ieșirii lor din funcțiune datorită uzurii, cu motoare asincrone alimentate de convertizoare statice de frecvență. Aceasta cu atît mai mult cu cît puterile unitare sînt în general mici și mijlocii ceea ce face competitivă utilizarea convertizoarelor statice.

Bibliografie

[1] *Boțan, N. V.* Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrică, Ed. tehnică, 1974.

[2] *Sirețchi. R., Suceveanu, D. I.* I convertitori statici con tensione e frequeza d'uscita regolabili. L'Elettrotecnica vol. **LXV n.** 8 Agosto 1978, p. 681–689, Italia.

[3] *Kelemen, A., Imecs, M.* Mutatoare. București, Ed. did. și ped., 1979.

[4] *Chauprade, R.* Comande electronique des moteurs a courant alternatif: RGE, tome **85** nr. 10, oct 1976, Franța.

[5] * * * AS–2770 Accuspede Invertor Drive System. Emerson Electric Co., 1979, USA.

[6] AEG-Telefunken. O generație nouă de sisteme de antrenare cu aparate mutatoare pentru montaj încorporat, fabricate în serie. RFG, 1980.

[7] * * * VS-610 Makes an AC Induction Motor Perform Like a DC Motor. Yaskawa, Japonia, 1978.

[8] * * * Serie de convertizoare statice de frecvență 100÷270 kVA pentru acționarea motoarelor de curent alternativ. IPA – Normă tehnică de ramură, București, 1980.

[9] * * * Convertizor static de frecvență de mică putere CFS 005 pentru acționarea motoarelor asincrone. IPA – – NID, 1981.

[10] * * * Serie de convertizoare de frecvență pentru acționări reglabile în soluția redresor comandat – invertor de curent. IPA – Normă tehnică de ramură, București, 1980.

[11] *Naçabal, M.* Alimentation en courant de machines asynchrones á frèquence variable. RGE, tome **87**, no. 4 Avril 1978, p. 277–282.

[12] *Suceveanu, I.D., Sirețchi, R.* Contribuții la posibilitățile de utilizare a releelor de frecvență realizate cu circuite integrate digitale în comanda convertizoarelor statice. Simpozionul național de electronică aplicată, vol. I, Timișoara, 1979, p. 180–185.

[13] *Slattery, D.T.* "Zero Curent Detction in Thyristor Circuits" Electronic Eng. vol. **48** nr. 581, p. 29, 1976.

[14] *Sirețchi, R., Suceveanu, I. D., Alexa, D.* Contributions to the Increase of Safety in the Functioning of Inverters. Bul. Inst. Polit. Iași, tom **XXVI** (XXX) fasc. 1 – 2 p. 55–58, Iași, 1980.

[15] *Ciofu, V. L.* Situația actuală și perspectiva electronicii de putere în RSR. In: EEA-Electrotehnica **28** nr. 5, 1980, p. 224–228.

NOTĂ

Iluminatul economic al scărilor şi holurilor comune ale blocurilor de locuinţe

Actuala criză mondială de energie, fără îndoială, va continua să aibă un efect puternic asupra construcţiei de locuinţe.

Toţi cei ce se ocupă de proiectarea şi construirea clădirilor trebuie să găsească soluţii prin care să reducă la maximum consumul de energie.

Printre factorii ce au o influenţă indirectă asupra cantităţii de energie electrică consumată în timpu duratei de viaţă a unei clădiri sînt: forma sa, proprietăţile de izolare ale pereţilor săi exteriori, numărul şi dimensiunile ferestrelor. Direct consumatoare de energie şi deosebit de interesante pentru proiectantul instalaţiilor electrice sînt serviciile tehnice de tipul ventilaţiei sau aerului condiţionat şi, desigur, iluminatul. Aceşti factori, într-o anumită măsură se condiţionează reciproc.

Din cauza infuenţei formei clădirii şi a mărimii ferestrei atît asupra nivelului luminii de zi din interior, cît şi asupra nevoii de lumină artificială suplimentară, trebuie avute în vedere consideraţiile asupra iluminatului electric încă din etapa de proeictare a clădirilor.

Deciziile luate asupra iluminatului natural, artificial, nivelul de iluminat şi calitate, şi chiar asupra dimensiunilor şi aranjamentului corpurilor de iluminat au efecte foarte importante asupra proiectului general, asupra amplasării, aspectului, economiei şi consumului de energie al clădirii ca întreg.

Proiectanţii clădirilor de locuit trebuie, prin urmare, să efectueze un studiu foarte atent al problemelor legate de iluminat, într-o primă etapă a procesului de proiectare. Un astfel de studiu va arăta adesea, că lumina de zi, deşi nu costă nimic din punct de vedere al cheltuirii directe a energiei este o marfă scumpă de folosit.

La blocurile de locuinţe iluminarea scărilor şi a holurilor comune, implică precise responsabilităţi pentru proiectanţi şi asociaţiile de locatari, care trebuie să asigure necesarul de lumină pe aceste spaţii comune. Pentru a nu se produce accidente, locatarii trebuie să poată vedea clar treptele scărilor la coborîre şi urcare, să poată să-şi desfăşoare necesităţile gospodăreşti (curăţenia holului, aruncarea de resturi menajere la ghenele de gunoi) etc.

Ţinînd seama de aceste necesităţi de iluminat a holurilor comune, proiectanţii construcţiilor de locuinţe prevăd mai multe sisteme de iluminat după cum urmează:

a — iluminat pe automat de scară;
b — iluminat de siguranţă (permanent);
c — iluminatul ghenelor de gunoi;
d — iluminat de rezervă.

Holurile comune ale blocurilor de locuinţe pot fi cu lumină naturală (cînd au ferestre) şi fără lumină naturaă (fără ferestre). În timp ce la cele dintîi trebuie asigurată lumina după căderea serii, la celelalte trebuie asigurat un sistem de iluminare în permanenţă.

Sistemele de iluminat *a* şi *b* se regăsesc la majoritatea blocurilor. Iluminatul cu automat de scară se face numai cu lămpi electrice cu incandescenţă (LEI) la toate blocurile de locuinţe. Iluminatul de siguranţă, care se aprinde de la un singur întrerupător situat la parter (pentru toate etajele) este un iluminat permanent (cînd este nevoie de lumină).

Pentru a reduce consumul de energie electrică pe sistemul de iluminat permanent, multe asociaţii de locatari au trecut la utilizarea lămpilor fluorescente, însă de puteri nejustificat de mari (de ex.: lămpi de 40 W, care consumă împreună cu accesoriile 50 W, iar fluxul luminos este malt mai puternic decît impun necesităţile).

Ţinînd seama de actuala „criză de energie" iluminatul holurilor comune pe circuitul de siguranţă s-a reglementat prin normativul I_7[1] încă din anul 1978 şi apoi prin motivul PE-136 [2] din 1981.

Se recomandă utilizarea lămpilor fluorescente de 14 W, care consumă de la reţea 18—20 W, avînd un flux luminos echivalent unei lămpi cu incandescenţă de 60 W.

Se precizează că lămpile florescente nu se pot folosi pe automat de scară, deoarece creşte consumul de materiale, prin reducerea duratei de viaţă a lămpilor cu 50—70% [3, 4, 5] a starterelor cu 90% [6]. De altfel şi lămpile cu incandescenţă utilizate în acest regim de aprinderi repetate (200 apr./zi) îşi micşorează durata de viaţă cu circa 30% [7].

În momentul de faţă există numeroase locuinţe proiectate şi realizate cu iluminat exclusiv cu lămpi cu incandescenţă. Pentru a veni în sprijinul asociaţiilor de locatari, se vor prezenta mai multe soluţii practice şi economice.

În figurile 1 ÷ 7 se dau exemple de soluţii ce se pot adopta pentru iluminatul, pe bază de automat de scară, cu lămpi electrice cu incandescenţă LEI de 25 W simbolizate ⊗ şi pentru iluminatul de siguranţă cu lămpi fluorescente LFA de 14 W, simbolizat prin *.

La un hol comun fără lumină naturală (fig. 1) și la care ghenele de gunoi și lifturile sînt plasate la mijlocul holului, iar cele 6 apartamente, împrejurul holului comun, se pro-

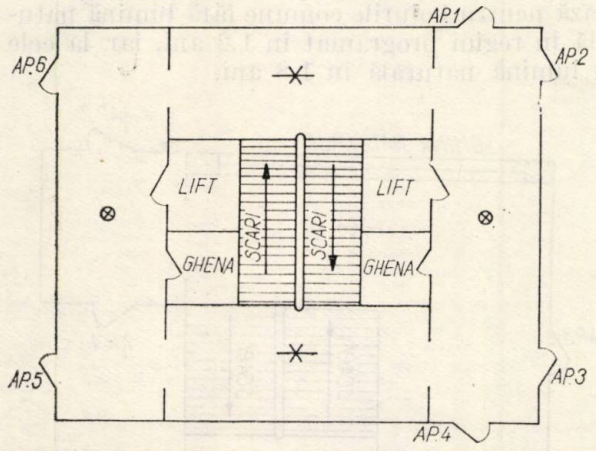


Fig. 1. Hol comun bloc cu 6 apartamente pe etaj, fără lumină naturală.

pune utilizarea iluminatului fluorescent de 14 W pe circuitele de siguranță plasate în fața scărilor de urcare și coborîre de la fiecare etaj și a iluminatului cu lămpi cu incandescență de 25 W pe automat de scară, plasate în fața lifturilor și a ghenelor de gunoi.

Figura 2 arată că la un hol comun fără lumină naturală, în care apartamentele sînt plasate împrejurul holului, ghena și liftul de o

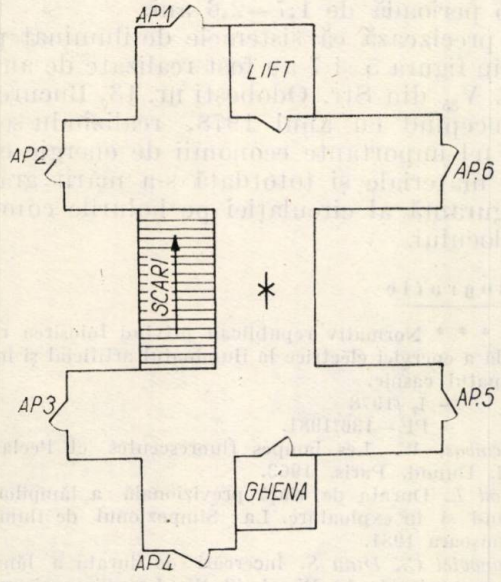


Fig. 2. Hol comun bloc cu 6 apartamente pe etaj, fără lumină naturală.

parte și de alta a holului, se poate utiliza o lampă fluorescentă de 14 W, pe iluminatul de siguranță la fiecare etaj, care poate asigura necesarul de lumină.

Figura 3 demonstrează că la un hol comun fără lumină naturală cele 10 apartamente, ghena, liftul și scările de la fiecare etaj, pot fi iluminate cu 2 lămpi fluorescente de 14 W montate pe iluminatul de siguranță din fața scărilor de urcare și coborîre.

La holul comun al unui bloc cu lumină naturală (fig. 4) necesarul de lumină pe perioada

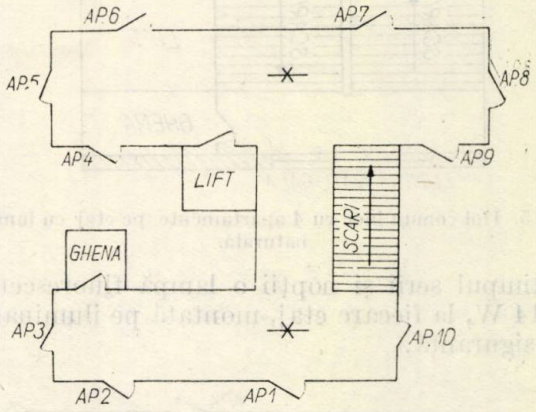


Fig. 3. Hol comun bloc cu 10 apartamente pe etaj, fără lumină naturală.

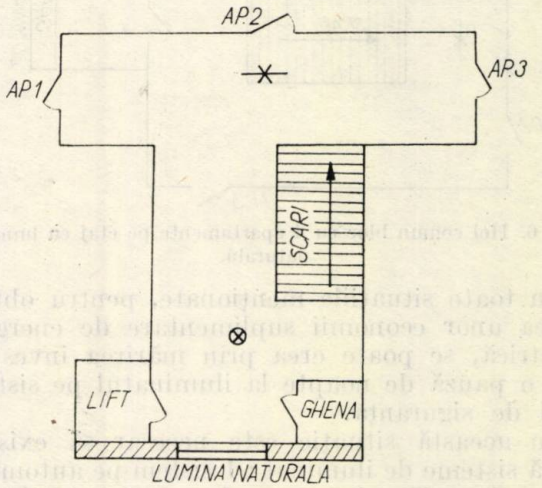


Fig. 4. Hol comun bloc cu 3 apartamente pe etaj cu lumină naturală.

de seară și noapte se poate asigura folosind, ca în figura 1, cele două sisteme de iluminat cu lămpi cu incandescență de 25 W și lămpi fluorescente de 14 W.

În figura 5, se arată că la un hol comun cu 4 apartamente pe etaj, cu lumină naturală în fața scărilor și a ghenei de gunoi, se poate utiliza iluminatul pe automat de scară cu lămpi de 25 W din două etaje, în timp ce la celelalte etaje pe timpul serii și nopții se utilizează un iluminat permanent cu lămpi fluorescente de 14 W pe iluminatul de siguranță.

Această soluție se consideră cea mai economică și avatajoasă pentru astfel de holuri comune la blocurile de locuințe.

Figura 6 evidențiază că la un hol comun cu 4 apartamente și ghena situată pe un balcon, deci lumină naturală obținută printr-o ușă de la ghenă, se poate utiliza pentru iluminarea

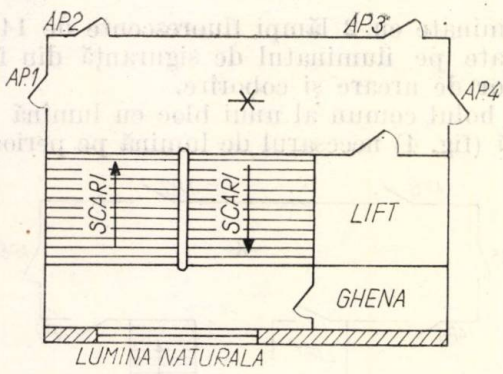


Fig. 5. Hol comun bloc cu 4 apartamente pe etaj cu lumină naturală.

în timpul serii și nopții o lampă fluorescentă de 14 W, la fiecare etaj, montată pe iluminatul de siguranță.

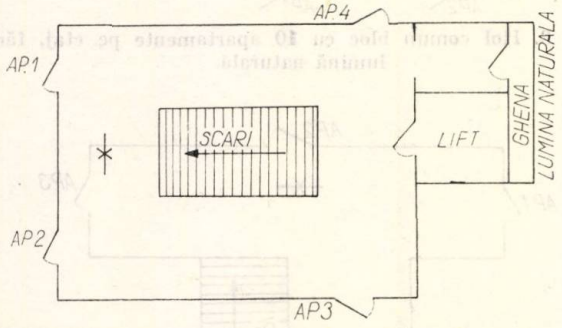


Fig. 6. Hol comun bloc cu 4 apartamente pe etaj cu lumină naturală.

În toate situațiile menționate, pentru obținerea unor economii suplimentare de energie electrică, se poate crea prin mărirea investiției o pauză de noapte la iluminatul pe sistemul de siguranță.

În această situație este necesar să existe două sisteme de iluminat : 1 sistem pe automat de scară cu lămpi cu incandescență de 25 W și cel de al doilea sistem, pe circuitul de siguranță cu lămpi fluorescente de 14 W.

Cuplarea și decuplarea celor 2 circuite se face printr-un programator de 24 de ore (fabricat de IMF—București), care, de exemplu, la orele 18,00 aprinde iluminatul utilizat pe circuitul de siguranță și-l stinge la orele 22,00. De la această oră și pînă la ora 6,00 este cuplat circuitul de iluminat pe automat, care poate fi utilizat la cerere. La ora 6,00 se recuplează iluminatul de siguranță, în cazul blocurilor fără lumină naturală sau se decuplează ambele circuite pînă la ora 18,00, în cazul holurilor ce dispun de iluminat natural. În continuare se reia ciclul.

La holul comun din figura 5 se programează numai iluminatul fluorescent montat din două în două etaje, cel pe automat de scară fiind utilizat în permanență, la cerere.

Programarea aprinderii și stingerii iluminatului fluorescent are avantajul că lumina nu mai este uitată aprinsă de locatari și nici aprinsă cînd nu trebuie. De aici rezultă niște economii suplimentare de energie electrică.

Dacă iluminatul fluorescent este montat de constructorii de locuințe aceasta se amortizează pentru holurile comune fără lumină naturală în regim programat în 1,2 ani, iar la cele cu lumină naturală în 1,8 ani.

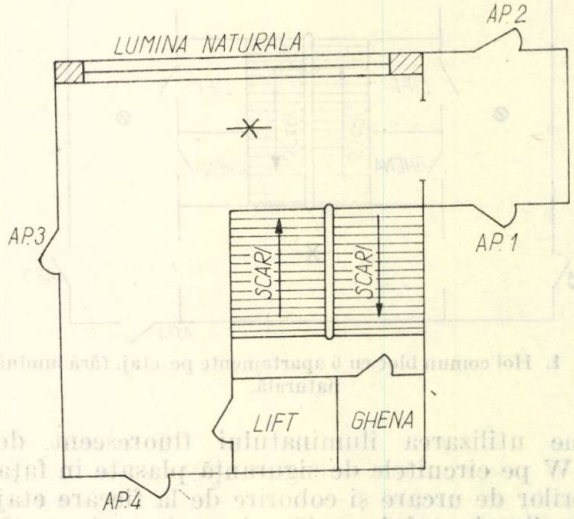


Fig. 7. Hol comun bloc cu 4 apartamente pe etaj cu lumină naturală.

Dacă montarea iluminatului fluorescent se face de asociațiile de locatari, cu lămpi fluorescente de 14 W, cheltuielile se amortizează într-o perioadă de 1,7—2,6 ani.

Se precizează că sistemele de iluminat propuse în figura 5 și 7 au fost realizate de autori la Bl. V_{35} din Str. Odobești nr. 13, București, [8] începînd cu anul 1978, realizîndu-se în acest fel importante economii de energie electrică, materiale și totodată s-a mărit gradul de siguranță al circulației pe holurile comune ale blocului.

Bibliografie

[1—2] * * * Normativ republican privind folosirea rațională a energiei electrice la iluminatul artificial și în iluminatul casnic.
— I_7 /1978
— PE—136/1981.

[3] *Elembas, W.* Les lampes fluorescentes et l'eclairage Ed. Dunod, Paris, 1963.

[4] *Vlad L.* Durata de viață previzională a lămpilor pe stand și în exploatare. La : Simpozionul de iluminat, Timișoara 1981.

[5] *Ivanovici C., Dinu S.* Încercări de durată a lămpilor fluorescente de 14 W și 40 W. La : Simpozionul de iluminat, Timișoara, 1981.

[6] *Kehenkamp, Th.* La durée de vie d'appareils auxiliaires pour lampes a décharge dans le gaz. In : Rev. Tehn. Phillips 20, 1958—59.

[7] *Langlois, Berthelot, R.* Durée de vie, fiabilité disponibilité de materials. Ed. Dunod, Paris, 1968.

[8] *Ivanovici, C., Boboc, N.E.* Sistem economic de iluminare a holurilor comune ale blocurilor de locuințe. La : a XII-a Conferință de Instalații, Sinaia, 1978.

Ivanovici C., Ivanovici V.

Tîrgul de primăvară — Leipzig — 1982

O intensă activitate tehnică și comercială mondială a avut loc în martie 1982 cu prilejul Tîrgului de primăvară de la Leipzig, desfășurat sub deviza „Pentru comerț deschis, pentru progres tehnic".

Unul din sectoarele importante prezente la Tîrgul de primăvară de la Liepzig 1982 a fost electrotehnica/electronica domeniul-cheie al industriei a cărei dezvoltare puternică este declanșată de aplicarea largă a microelectronicii și de tehnica microprocesoarelor. Intreprinderi renumite de fabricație și export din 25 de țări au prezentat, pe o suprafață expozițională de 45 000 metri pătrați inovații în grupele :

— electronică/automatizare cu grupa ei profesională, comunicații și aparate de măsurare, aparate de precizie, instalații pentru informatică, mașini de birou și elemente microelectronice.

Ele permit o informație completă la nivelul actual de dezvoltare, chiar în problema tendințelor pe care le are acest domeniu de tehnică atît de important pentru progresul științific și tehnic al numeroaselor sectoare ale economiei naționale.

Electrotehnică

Oferta internațională s-a caracterizat prin participarea largă a electronicii și comenzii microelectronice marcată de o accentuată eficiență energetică.

Printre altele au fost prezentate tehnica de măsură și comandă utilizată actual în instalațiile pentru distribuția energiei electrice, tehnică informațională de proces, ca și tehnica fibrelor optice pentru transmisii de semnale între cîmpul de înaltă tensiune și stația de comandă.

Impresionant a fost demonstrat faptul cum datorită dezvoltării microelectronicii, construcția de mașini electrice răspunde exigențelor tehnicii de precizie, sau cum utilizează ea posibilitățile economice și tehnice pentru realizarea motoarelor de viteze variabile cu motoare standard de curent alternativ.

Tehnica automatizării

Aparatele, instalațiile și sistemele destinate soluționării problemelor de automatizare au constituit, în cadrul Tîrgului de primăvară de la Leipzig, — ediția 1982 — un domeniu important, prezentat prin diverse exponate în cadrul „electrotehnică/automatizare", produse, realizate în 21 țări și în Berlinul de vest, grupate pe o suprafață de 21 000 m².

Importanței deosebite care revine automatizării în creșterea productivității și eficienței economiei naționale îi corespund numeroase soluții reprezentate de sisteme de automatizare bazate pe microelectronică și microcalcul. Acestea au fost prezentate prin demonstrații practice — efectuate de producători și exportatori, în beneficiul utilizatorilor, procedeu devenit tradițional Tîrgului de la Leipzig, — precum și prin conferințe profesionale cu caracter informativ. În acest context poate fi amintit cel de-al 3-lea Congres internațional privind prelucrarea metalelor — IKM 82 — care a avut loc la Leipzig în intervalul 10—12 martie, cu un program suplimentar în perioada 13—14 martie.

Implementarea automatizării în RDG a fost demonstrată la Tîrg într-o manieră clară : **VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau Berlin, Kombinat Elektro-Apparate-Werk Berlin Treptow „Friedrich Eberth"** și **VEB Kombinat Robotron** au fost firmele est-germane major reprezentate în secția amintită mai sus.

Din țările CAER au participat Maspriborintorg (URSS), Kovo (R.S.C.), Metronex (R.P.P.), Metrimpex (R.P.U.), Electroimpex (R.P.B.), Electronum (R.S.R.), precum și Unimatic Jugoelectro (R.S.F. Jugoslavia).

Numeroase firme din țările capitaliste au întărit acest sector prin participarea lor.

Soluții moderne pentru problemele automatizării, caracterizate prin utilizarea microelectronicii, au fost prezentate la expoziția **VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau, VEB Geräte und Regler-Werke Teltow** demonstrînd prin exponatele sale posibilitatea folosirii conceptelor modulare de automatizare mică, medie sau mare a proceselor tehnologice în metalurgie, tehnica separării materiei și chimie. Tehnica de microcalcul utilizată, asociată formelor moderne de comunicație om-mașină permite pe baza tehnicii de afișaj color, să se țină seama de exigențele beneficiarilor în ceea ce privește extinderea, tipul de producție și costul proiectului de automatizare. Ca exemplu de automatizare a marilor procese industriale se poate cita folosirea *sistemului de automatizare a unei părți din instalația Parex*, în tratamentul hidric. Funcțiile specifice de automatizare, măsură, comandă, reglaj și control sînt efectuate de unități de bază decentralizate și relații autonome conectate la pupitrele de comandă și control printr-o joncțiune serială a blocurilor intermediare interfață

Forma principală de prezentare a informațiilor este redată prin sisteme de imagini în serie ierarhică de afișaj color quasigrafic. Comanda proceselor și a instalațiilor se efectuează folosind tastaturi orientate pe probleme. Economia de energie, reducerea personalului de control și ameliorarea diagnosticului și întreținerii instalațiilor constituie avantaje reale pentru beneficiar în raport cu sistemele convenționale, de automatizare. Această întreprindere a prezentat două *instalații de automatizare autonomă*. Aparținînd unei noi generații de instalații moderne de automatizare, versiunea cu două calculatoare destinată automatizării proiectelor mici poate fi folosită atît în configurația minimală a sistemului PVM 5 000, cît și echipată într-un sistem compus lărgit. Cele două elemente funcționale — unitatea de bază și calculatorul de comandă — realizează prin diviziunea muncii funcțiile de comunicație și automatizare de proces în legătură cu un sistem special de transmisie a informațiilor de performanță. În afară de economia de energie și de personal, ameliorarea conducerii proceselor, precum și reducerea costurilor de întreținere a instalațiilor constituie avantaje certe oferite beneficiarilor.

A doua instalație autonomă, în versiunea cu un calculator este particular adoptată proiectelor de reconstrucție mai restrînse, extinderii instalațiilor de automatizare deja existente și poate fi folosită în combinație cu o instalație de automatizare convențională. Ea permite asocierea principiilor convenționale de comunicație cu avantajele folosirii microelectronicii. Utilizată pentru a permite mai buna răspîndire a căldurii în cuptorul Siemens-Martin, instalația asigură reducerea consumului de energie, creșterea producției anuale pe cuptor și ameliorarea condițiilor de lucru pentru personal.

VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin, a cărui subsidiară este firma **Kombinat Automatisierungsanlagenbau,** a prezentat automatizarea unui utilaj industrial : laminorul. Echipamentele electrotehnice și electronice cele mai moderne prezentate satisfac cele mai mari exigențe, instalație expusă prevăzută cu o centrală de informații cu afișaj color permițînd realizarea comenzii și controlului derulării unor procese complexe din punct de vedere tehnologic.

Un alt tip de automatizare a instalațiilor este stația „in situ" utilizată în uzinele de fabricație a cablurilor și a oțelului laminat. O asemenea stație se compune, în principal, dintr-un cadru pivotant cu calculator și dintr-un cadru de sistem modular, precum și din mai multe convertere.

Prin funcționarea lor autonomă, aceste stații corespund perfect comenzii decentralizate de servicii a diferitelor ansamble de mașini.

Folosirea lor permite reducerea timpilor morți cu 30 %, reducerea consumului de energie cu mai multe de 50 %, sporirea fiabilității comenzii și reglării derulării celor mai complicate procese.

VEB Werk für Signal – und Scherungstechnik Berlin prezentat într-o gamă extinsă de material feroviar de semnalizare, de comunicații și de curent de înaltă tensiune, instalații special concepute pentru a răspunde la exigențele căilor ferate din Irak.

Printre acestea, se pot cita ansamble esențiale structurale aparținînd aparatului de manevră GS III 8020 și blocului automat de secție AB 8020. Cu aceste instalații este echipată noua cale ferată de mare distanță Bagdad-Akashat (448 km).

Dispozitivele de comandă a mașinilor și roboților industriali au fost bogat ilustrate la expoziție. În afară de comanda roboților industriali IRS 600, utilizată la roboți din categoria II-a și de comanda programabilă de proces PS 2000/1, firma **VEB Numerik „Karl Marx"** specializată în tehnica de comandă, a prezentat pentru prima oară comanda cu program liber de proces PC 600, capabilă de a realiza în manieră rentabilă noi soluții tehnice.

Kombinat VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow „Friedrich Eberth" propune soluții specifice pentru fiecare utilizator, bazate pe principii de funcționare microelectronice, electromecanice și pneumatice. Instalația de comandă programată prin memorie URSALOG 5020 servește la prelucrarea binară și digitală a informației pentru o cantitate medie sau mare de semnale intrare/ieșire. Folosirea componentelor sistemului cu microcalculator K 1520 Robotron și asocierea sistemelor URSADAT 5000 și URSALOG 4000/5000 asigură o mare compatibilitate. Domeniul de utilizare pentru URSALOG 5020 cuprinde : comanda proceselor tehnologice, comanda mașinilor de alt tip decît cele numerice, comanda tehnicii de manipulare și transport.

VEB Messgerätewerk „Erich Weinert" Magdeburg a prezentat noua generație de aparate *„Ursacord-Compact-Combination"*, concepută pentru măsurarea temperaturii, care poate cu ușurință echipa proiecte de automatizare mici sau complexe. Un sistem de pirometre manuale de uz universal a constituit o noutate lansată de acest producător. Aceste aparate „pyrovar" permit măsurarea foarte precisă prin puterea separatoare elevată, datorită principiului de funcționare cu lumină alternativă. Gama de măsură este extinsă în intervalul —50°C la 2 000°C.

VEB Reglerwerk Dresden și **VEB Kosora Dresden** au realizat în comun comanda pneumatică DRELOBA ROG-5 pentru roboți. Echipamentul poate fi utilizat la roboții industriali ce pot funcționa cu comanda punct cu punct.

VEB Steremat „Hermann Schlimme" Berlin a expus contactorul de nivel LS 20, un sistem modular destinat controlului comenzii și reglării nivelului fluidelor. O nouă serie de regulatoare cu acțiune discontinuă, destinate în special reglajului temperaturii mașinilor și agregatelor încălzite electric în industria materialelor plastice și elastomerilor a prezentat **VEB Wetron Weida.**

În afara de noile electrovane din plastic, și de o nouă gamă de electrovane cu comandă directă sau indirectă, **VEB Messgerätewerk Beierfeld** a expus un indicator de consum de moment al carburantului, a cărui funcționare se bazează pe microelectronică. Prin intermediul lui, sînt create condiții pentru a influența maniera de conducere și a permite economisirea energiei într-o proporție de 10—15% prin modificări tehnice relativ reduse.

VEB Kombinat Robotron a prezentat produse ale electronicii de măsură care folosesc microcalculatoare instantanee sau integrate.

Se pot cita : mașina automată de control a plăcilor cu circuite imprimate LPa 10 instalația de măsură a grosimii FMM 24024, spectrometrul 20050 pentru măsura semnalelor în domeniul fizicii nucleare, precum și limitatorul de moment de sarcină 12010 pentru macarale turnante.

G.A.

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2165. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

5.-11.9.1982

Informaţii şi legitimaţii de tîrg puteţi obţine prin ONT — Carpaţi sau prin Camera de comerţ de pe lîngă Ambasada R.D.G. în R.S. România, str. Dumbrava Roşie nr. 4, Bucureşti.

ONT — Carpaţi organizează şi călătorii de grupuri de experţi la Leipzig, cu participare gratuită la conferinţe şi vizite de specialitate.

Vă aşteptăm!

In special dacă veniţi în cadrul unei grupe de specialişti. Expozanţii şi vizitatorii profesionişti de la Leipzig sînt interesaţi, în discuţii profesionale. Aici găsiţi condiţiile cele mai bune pentru schimbul internaţional de opinii şi pentru compararea performanţelor, mai ales în domeniul chimiei, al utilajului chimic, al maşinilor textile şi al vehiculelor rutiere. O contribuţie de seamă o va aduce programul de manifestări tehnico-ştiinţifice. Acesta cuprinde simpozioane internaţionale, precum şi o serie de conferinţe şi colocvii de specialitate, organizate de serviciul de informare tehnică al Tîrgului de la Leipzig. Tot mai mulţi oameni de ştiinţă şi tehnicieni apelează la acest centru de service al Organizaţiei inginerilor din R. D. G. "Camera tehnică" şi al organizaţiei Tîrgului de la Leipzig care oferă, în special grupurilor de experţi, servicii speciale, cum ar fi traduceri sau însoţitori de specialitate.

La revedere la Leipzig!

E 20401
66

DEFRALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 6 • August 1982

Metode de control modern în slujba producţiei moderne

Microscopul de televiziune cu raze X

asigură: observarea structurii interne a obiectelor opace după o imagine strioscopică mărită pe ecranul unui tub de imagine al unui monitor video ;

permite: localizarea cu o mare putere de separare a defectelor ascunse (montaj şi cablaj incorect, microfisuri, retasuri etc.) ale materialelor electronice ;

admite: luări de vederi pornind de la ecranul tubului de imagine cu ajutorul unui aparat fotografic, incorporat, sau obţinerea unei imagini pe film prin radiografie.

- Inaltă putere de separare
- Gamă largă de grosismente
- Dispoziţia comodă a organelor de comandă
- Securitate totală în serviciu

Caracteristici tehnice

Puterea separatoare garantată $\mu m \left(\frac{\text{perechi de linii}}{\text{mm}} \right)$ . . . . . 5(100)
Gama de grosismente, X . . . . . 15—500
Sensibilitate diferenţială, % . . . . . 3 la 4
Tensiune acceleratoare, kV . . . . . 10 la 50
Grosimea radioscopiei în aluminiu, maxim, în mm 15
Distanţa minimă obiect-focar al sursei de raze X, mm 2
Distanţa maximă, sursă de radiaţii X—camera de televiziune, mm 200
Dimensiunile fantei port-obiect, mm . . 300×400
Deplasări admisibile ale manipulatorului în coordonate :
— în lungul axului principal, mm 200
— în lăţimea axului principal, mm :
— pe orizontală 100
— pe verticală 100
— orientarea, grade de unghi 360
Suprafaţa utilă ocupată de instalaţia completă, m² 15

Exportator:

TECHMASHEXPORT

35, str. Mosfilmnovskaya,
117330 Moscova, URSS.
Telefon 143—86—60; 143—87—51.
Telex 411068 TEHEX SU, 411228 TECEX. SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 6 August 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

Mesajul preşedintelui R. S. România Nicolae Ceauşescu, adresat participanţilor la simpozionul internaţional „Oamenii de ştiinţă şi pacea".

Apelul participanţilor la simpozionul internaţional „Oamenii de ştiinţă şi pacea"

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 225

CZ 621.311 24 : 621.314.267 : 621.311.52

CENTRALE EOLIENE
CONVERTIZOARE DE FRECVENŢĂ
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Budişan, N.: **Sistem de conversie a energiei mecanice la turaţie variabilă în energie electrică de frecvenţă constantă, cu generator asincron, pentru centrale eoliene şi alte centrale neconvenţionale.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 229

În lucrare se prezintă consideraţii privind funcţionarea grupurilor electroenergetice la turaţie variabilă în centrale electrice neconvenţionale, în special eoliene, utilizînd, ca generator, maşina asincronă cu convertizor static în circuitul secundar. Se prezintă principalele avantaje oferite de către generatorul asincron funcţionînd după schema considerată, cît şi consideraţii privind factorul de putere. Sînt date caracteristici de funcţionare a sistemului considerat, obţinute experimental de către autor.

CZ 621.3.042

SCHEME ECHIVALENTE
PARAMETRI OMOGENI
FUNCŢII DE CIRCUIT

Preda, M., Iordache, M., Dorobanţu, I.: **Scheme echivalente cu parametri omogeni şi aplicarea lor în analiza topologică a circuitelor electrice.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 234

În articol se propun noi scheme echivalente formate numai din surse de curent comandate în tensiune ($I(U)$) şi nulori pentru : sursele de tensiune comandate în curent ($U(I)$), sursele de tensiune comandate în tensiune ($U(U)$) şi sursele de curent comandate în curent ($I(I)$). Se arată că aceste noi scheme echivalente se pot folosi în analiza topologică a circuitelor electrice, permiţînd o simplificare şi o tratare unitară a calculului tuturor celor patru funcţii de circuit (impedanţa de transfer Z_{ei} ; admitanţa de transfer Y_{ei}, factorul de transfer (amplificare) în tensiune $A_{U,ei}$ şi factorul de transfer (amplificare) în curent $A_{I,ei}$).

CZ 611.3.042.39

CIRCUIT DE COMUTAŢIE ÎN C.C.
REGIM DINAMIC DE DECONECTARE

Şerbănescu, M.: **Simularea numerică a fenomenelor tranzitorii la comutaţia statică în curent continuu.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 239

Se simulează numeric modul de variaţie în timp a curenţilor şi tensiunilor într-un circuit de comutaţie în c.c. cu tiristor. Modelul teoretic este comparat cu măsurători experimentale.

Pentru diverse valori ale parametrilor circuitului se face o analiză a supratensiunilor ce solicită tiristorul la deconectare.

CZ 621.3.042

INSTALAŢII DE ÎNCERCARE
CIRCUIT REZONANT SERIE
ÎNCERCĂRI ÎN UZINĂ ŞI LA LOCUL DE MONTAJ

Marinescu, A. ş.a.: **Utilizarea instalaţiilor de încercare cu circuit rezonant serie în tehnică.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 245

Se analizează principalele caracteristici funcţionale şi posibilităţile de utilizare a instalaţiilor de încercare rezonante la încercarea în curent alternativ a izolaţiei generatoarelor, transformatoarelor de distribuţie, transformatoarelor de tensiune capacitive, cablurilor, instalaţiilor capsulate în SF_6, trecerilor izolate etc., atît la punerea în funcţiune, cît şi în uzina constructoare. Se prezintă caracteristicile instalaţiilor de 300 şi 750 kV destinate încercării echipamentului capsulat în SF_6.

CZ 621.3.013

TENSOR PERMEABILITATE
MĂSURĂTORI

Sajin, Gh.: **Măsurarea elementelor tensorului permeabilitate magnetică.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 250

Lucrarea prezintă baze teoretice ale măsurării elementelor tensorului permeabilitate magnetică prin intermediul tehnicii cavităţii rezonante. Se fac aprecieri asupra problemelor legate de alegerea probelor de ferită şi a cavităţilor de măsură.

CZ 621.315.615.2

PERMITIVITATE RELATIVĂ
PIERDERI DIELECTRICE
ULEI ELECTROIZOLANT

Stoica, M.: **Măsurarea permitivităţii relative şi ale tangentei unghiului de pierderi dielectrice ale uleiului de transformator.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 255

În lucrare este prezentată o tehnologie de măsurare a permitivităţii şi tangentei unghiului de pierderi dielectrice în cazul uleiului mineral. Se arată astfel, că obţinerea unor rezultate sigure şi reproductibile este determinată în primul rînd de modul de curăţare a celulelor de măsură, pentru care se prezintă în articol o descriere amănunţită.

CZ 621.3.013.1

METODA ELEMENTELOR FINITE
CÎMP MAGNETIC STAŢIONAR

Soran, I. F., Mihalache, M.: **Observaţii privind aplicarea metodei elementelor finite la rezolvarea problemelor de cîmp magnetic staţionar.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 263

Lucrarea sugerează unele căi de surmontare a dificultăţilor ce apar la rezolvarea problemelor de cîmp magnetic prin metoda elementelor finite, fiind însoţită de un exemplu numeric privind calculul c.m. produs de un conductor tubular infinit lung.

CZ 621.317.73 : 621.318.4

BOBINA
INDUCTANŢA DE DISPERSIE

Ghiţă, C., Toma, A.: **Inductanţa de dispersie a bobinelor cu miez de fier format din tole E şi I.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 267

Se prezintă modul de calcul al inductanţei de dispersie a unei bobine cu miez feromagnetic format din tole $E + I$, avînd şi intrefieruri. Se ia în calcul şi saturaţia circuitului bobinei. Totodată, se cercetează influenţa mărimii intrefierului bobinei şi influenţa geometriei ferestrei asupra valorii inductanţei.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.311.24 : 621.314.267 : 621.311.52

ВЕТРОВЫЕ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
АВТОМАТИЗАЦИЯ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Будишан, Н.: **Система преобразования механической энергии при переменной скорости вращения в электрическую энергию постоянной частоты с асинхронным генератором, для ветровых электростанций и других неклассических электростанций.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 229

В работе представлены соображения относительно функционирования электроэнергетических агрегатов при переменной скорости вращения в неклассических электростанциях, главным образом ветровых, с использованием в качестве генератора асинхронной машины со статическим преобразователем во вторичной цепи. Указываются основные преимущества применения асинхронного генератора, функционирующего по представленной схеме, а также соображения относительно коэффициента мощности. Даны рабочие характеристики представленной системы, полученные автором опытным путём.

УДК 621.3.042

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА
ОДНОРОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ
ФУНКЦИИ ЦЕПИ

Преда, М., Иордаке, М., Доробанцу, И.: **Эквивалентные схемы с однородными параметрами и их применение в топологическом анализе электрических схем.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 234

В статье предлагаются новые эквивалентные схемы, состоящие только из источников тока, управляемых в направлении ($I(U)$) и нулей для: источников напряжения, управляемых в токе ($U(I)$), источников напряжения, управляемых в напряжении ($U(U)$) и источников тока, управляемых в токе ($I(I)$). Демонстрируется, что эти новые эквивалентные схемы могут быть использованы в топологическом анализе электрических цепей, позволяющем упрощение и единое использование расчёта всех четырёх функций цепи (полное сопротивление передачи Z_{ei}; полная проводимость передачи Y_{ei}; коэффициент передачи (усиление) в напряжении $A_{U,ei}$ и коэффициент передачи (усиление) в токе $A_{I,ei}$).

УДК 621.3.042.39

ПЕРЕКЛЮЧАЮЩАЯ ЦЕПЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ ОТКЛЮЧЕНИЯ

Шербэнеску, М.: **Цифровое моделирование переходных процессов при статическом переключении в постоянном токе.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 239

Моделируется цифровым способом изменение токов и напряжений во времени в переключающей цепи в постоянном токе с тиристором. Теоретическая модель сравнивается с результатами опытных измерений.

Для различных величин параметров цепи проводится анализ перенапряжений, воздействующих на тиристор при отключении.

УДК 621.3.042

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ
РЕЗОНАНСНАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ
ИСПЫТАНИЯ В ЗАВОДСКИХ УСЛОВИЯХ И
ПРИ УСТАНОВКЕ ОБОРУДОВАНИЯ

Маринеску, А. и др.**: Использование в технике испытательных установок с последовательной резонансной цепью.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 245

Анализируются основные рабочие характеристики и возможности использования резонансных испытательных установок для испытания при переменном токе изоляции генераторов, распределительных трансформаторов, ёмкостных трансформаторов напряжения, кабелей, герметичного с элегазовой (SF_6) изоляцией оборудования, изолированных переходов и др., как в заводских условиях, так и при установке оборудования. Представляются характеристики установок в 300 и 750 кВ, предназначенных для испытания герметичного в элегазовой изоляции SF_6 оборудования.

УДК 621.3.013

ТЕНЗОР ПРОНИЦАЕМОСТИ
ИЗМЕРЕНИЯ

Сажин, Г.: **Измерение элементов тензора магнитной проницаемости.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 250

В работе представлена теоретическая основа измерений элементов тензора магнитной проницаемости с помощью кавитационной резонансной техники.

Рассматриваются вопросы, связанные с выбором проб феррита и кавитаций измерения.

УДК 621.315.615.2

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАТЕЛЬНОСТЬ
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННОЕ МАСЛО

Стойка, М.: **Измерение относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь трансформаторного масла.**

E.E.A. Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 255

В работе представлена измерительная техника диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в случае использования минерального масла. Отмечается, что получение точных и воспроизводимых результатов обуславливается, в первую очередь, способом очистки измерительных элементов, который подробно рассматривается в данной статье.

УДК 621.3.013.1

МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
НЕПОДВИЖНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Соран, И. Ф., Михалаке, М.: **Замечания относительно применения метода конечных элементов при решении задач неподвижного магнитного поля.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 263

В работе представляются некоторые способы преодоления затруднений, возникающих при решении задач магнитного поля, методом конечных элементов и приводится числовой пример расчёта магнитного поля, произведённого безконечно длинным трубчатым проводником.

УДК 621.317.73 : 621.318.4

КАТУШКА
ИНДУКТИВНОСТЬ РАССЕИВАНИЯ

Гицэ, К., Тома, А.: **Индуктивность рассеивания катушек с железным сердечником из листового железа *E* и *I*.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 6, август 1982, стр. 267

Представлен способ расчёта индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником из листового железа $E+I$, имеющим и воздушные зазоры. В расчёте учитывается и насыщение цепи катушки и геометрии окна на величину индуктивности.

INHALT

CZ 621.311.24 : 621.314.267 : 621.311 52

WINDKRAFTWERKE
FREEQUENZUMFORMER
AUTOMATISIERUNGEN IN DER ENERGETIK

Budişan, N.: **Umformungssystem der mechanischen Energie bei variabler Drehung in elektrischer Energie von konstanter Frequenz, mit asynchronem Generator für Windkraftwerke und andere nichtkonventionelle Kraftwerke.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 229

Die Arbeit stellt einige Ansiehten bezüglich des elektroenergetischen Gruppenbetriebs bei variabler Drehung in elektrischen nichtkonventionellen Kraftwerken vor allem Windkraftwerke, dar: als Generator wird die asynchrone Maschine mit statischem Umformer in sekundärem Kreislauf verwendet. Es werden die bedeutendsten Vorteile des asynchron Generators dargestellt din nach der dargelegten Schema als auch des Leistungsfaktor betriebsfähig sind. Es werden gleichfalls Betriebscharakteristiken des gegebenen Systems die experimentell vom Autor erhalten werden. dargestellt.

CZ 621.3.042

ERSATZSCHALTBILD
HOMOGÄNE GRÖSSEN
KREISLAUFFUNKTIONEN

Preda, M., Iordache, M., Dorobanțu, I.: **Ersatzschaltbilder mit homogäne Grössen und ihre Verwendung in der topologischen Analyse der elektrischen Kreisläufe.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 234

Im Artikel werden neue Ersatzschaltbilder die nur für Schaltstromquellen in Spannungen ($I(U)$) und Nullen vorgestellt werden, für: Schaltspannungsquellen im Strom ($U(I)$), Spannungsquellen im Strom ($I(I)$). Es wird gezeigt, dasas diese neuen Ersatzschaltbilder für die topologische Analyse der elektrischen Kreisläufe verwendet werden könen, indem sie eine Vereinfachung und eine unitäre Behandlung aller Berechnungen der vier Kreislauffunktionen Z_{ei}; (Übergangsimpedanz Y_{ei}; Übergangsfaktor (Verstärkung) in Spannung $A_{u,ei}$ und Ybergangsfaktor (Verstärkung) in Strom $A_{y,ei}$) ermöglichen.

CZ 621.3 042.39

SCHALTUNGSKREISLAUF IM GLEICHSTROM
DYNAMISCHER ABSCHALTZUSTAND

Şerbănescu, M.: **Numerische Simulation der Übergangsphenomäne bei statischer Schaltung in Gleichstrom.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 239

Es wird in numerischer Weise die Variationsart der Ströme und Spannungen in einem Schaltungskreislauf in Gleichstrom mit Tyristoren simuliert. Das theoretische Modell ist mit den experimentellen Messungen verglichen.

Für die verschiedenen Werke der Kreislaufgrössen, wird eine Überspannungsanalyse durchgeführt, die den Thyristor bei der Abschaltung benötigt.

CZ 621.3.042

VERSUCHSANLAGEN
MITSCHWINGENDER SERIENKREISLAUF
VERSUCHE IN WERKE UND IN REGLIERUNGSPLÄTZEN

Marinescu, A. u.a. **Die Anwendung der Versuchsanlagen mit mitschwingendem Seriekreislauf in der Technik.**

E.E.A. –Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 245

Es werden die bedeutensten betriebsfähigen Charakteristiken und die Anwendungsmöglichkeiten der mitschwingendem Serien-Versuchsanlagen im Wechselstrom der Isolierungsgeneratoren, der Streuungstrasformatoren, der kapazitiven Spannungstransformatoren, Kabeln, gekapselte Anlagen in SF_6, isolierte Übergänge u.s.w. als auch die Inbetriebnahme in den Bauwerken, dargestellt. Gleichfalls werden die Charackteristiken der 300 und 750 kV Anlagen die für die gekapselten in SF_6 Ausrüstungsversuche vorgesehen sind, dargestellt.

CZ 621.3 013.

PERMEABILITÄTSTENSOR
MESSUNGEN

Sajin, Gh.: **Die Messung der Elemente des magnetischen, Permeabilität-tensors.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 250

Die Arbeit stellt den theoretischen Grund der Messung der Elemente des magnetischen Permeabilitätstensorsmit Hilfe der Hohlraumtechnik, dar. Die Probleme die von der Ferrit-Muster und die Messungen der Hohlräume abhängig sind, werden geschätzt.

CZ 621.315.615 2

RELATIVE DIELEKTRIZITÄTSKONSTANTE
DIELEKTRISCHE VERLUSTE
ELEKTROISOLIERTE ÖLE

Stoica, M.: **Die Messung der relativen Dielektrizitätskonstante und der Winkeltangente der dielektrischen Verluste des Transformator Öles.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 255

In der Arbeit wird eine Messungstechnologie der Dielektrizitätskonstante und der Winkeltangente der dielektrischen Verluste im Fall des Mineralöls, dargestellt. Es wird gezeigt, dass das Erhalten einiger sicheren und wiederholbaren Ergebnisse in erster Reihe von der Art der Reinigung eine ausführliche Darstellung im Artikel beschreibt.

CZ 621.3.013.1

METHODE DER ENDELEMENTEN
STATIONÄRES MAGNETISCHES FELD

Soran, I. F., Mihalache, M.: **Gesichtspunkte bezüglich der Verwendung der Endelementenmethode bei der Auflösung der Probleme im magnetischen stationärem Feld.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, Nr. 6, August 1982, S. 263

Die Arbeit stellt einige Wege der Schwirigkeiten die bei der Auflösung der Probleme bezüglich des magnetischem Feldes erscheinen uzw. durch die Methode der Endelementen, die von einem numerischen Beispiel begleitet its hinsichtlich der Berechnung des magnetischen Feldes, das von einem sehr langem rohrförmigen Transformator erhalten wird, dar.

CZ 621.317.73 : 621.318 4

WICKLUNG
STREUINDUKTIVITÄT

Ghiță, C., Toma, A.: **Die Streuinduktivität der Wicklungen mit Eisenkern der aus den Blechen E und I gebildet ist.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 6, August 1982, p. 267

Der Artikel stellt die Arbeitsweise der Streuinduktivität einer Wicklung mit eisenmagnetischem Kern aus $E + I$ Blechen gebildet die auch Interferrikum besitzt, dar. Gleichfalls wird auch die Sättigung des Wicklungkreislaufs berechnet. Es wird sowohl der Einfluss der Grösse des Interferrikum in der Wicklung als auch der Einfluss der Fenstergeometrie bezüglich des Induktivitätswerkes geforscht.

CONTENTS

DC 621.311.24 : 621.314.267 : 621.311.52

WIND POWER STATIONS
FREQUENCY CONVERTERS
POWER ENGINEERING AUTOMATION

Budişan, N.: **Asynchronous generator system of variable speed mechanical energy conversion into constant frequency electrical power, for wind power stations and other non-conventional power stations.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 229

The paper presents some considerations on the operation of variable speed power generating sets in non-conventional electric power stations, particularly in wind power stations, using a static converter asynchronous machine as a generator, in the secondary circuit. The main advantages offered by the asynchronous generator operating according to the considered circuit, as well as certain considerations on the power factor are presented. The operating characteristics of the considered system, exerimentally obtained by the author, are given.

DC 621.3.042

EQUIVALENT CIRCUITS
HOMOGENEOUS PARAMETERS
CIRCUIT FUNCTIONS

Preda, M., Iordache, M., Dorobanțu, I.: **Homogeneous parameter equivalent circuits and their application to the electrical circuits topological analysis.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 6, aug 1982, p. 234

New equivalent circuits are suggested made only of voltage controlled curent sources ($I(U)$), and nullors for the current controlled voltage sources ($U(I)$), voltage controlled voltage sources ($U(U)$), and the current controlled current sources ($I(I)$). It is shown that these new equivalent circuits can be used in the electrical circuit topological analysis, allowing the calculation of all four circuit functions (transfer impedance Z_{ei} ; transfer admittance Y_{ei} ; voltage transfer factor (gain) $A_{U,ei}$, and current transfer factor (gain) $A_{I,ei}$), to be simplified and unitarily dealt with.

DC 621.3.042.39

DC COMMUTATION CIRCUIT
DISCONNECTION DYNAMIC CONDITIONS

Şerbănescu, M.: **Transient phenomena digital simulation on d.c. statie commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** nr. 6, aug 1982, p. 239

The time variation mode of the currents and voltages in a thyristorized d.c. commutation circuit is digitally simulated. The theoretical model is compared to the experimental measurements.

For different values of the circuit parameters, an analysis of the overvoltages stressing the thyristor on disconnection, is made.

DC 621.3.042

TESTING UNITS
SERIES RESONANT CIRCUIT
PLANT AND FIELD TESTS

Marinescu, A. **a.o.: The technical utilization of series resonant circuit testing units.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** nr. 6, aug 1982, p. 245

The main operational characteristics and the possibilities to use the resonant testing units to both plant and field insulation a.c. testing of the generators, distribution transformers, capacitive voltage transformers, cables, SF_6 enclosed units, insulated passages are analysed. The 300 and 750 kV units characteristics are presented, designed for SF_6 — enclosed equipment testing.

DC 621.3.013

PERMEABILITY TENSOR
MEASUREMENTS

Sajin, Gh.: **Measurement of magnetic permeability tensor elements.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 30, nr. 6, aug 1982, p. 250

The paper describes the fundamentals of magnetic permeability tensor elements measurement by means of resonant cavity technique. Some considerations are made on questions related to the ferrite samples and measurement cavities selection.

DC 621.315.615.2

RELATIVE PERMITTIVITY
DIELECTRIC LOSSES
INSULATING OIL

Stoica, M.: **Measuring the relative permitivity and the dielectric losses angle tangent of the transformer oil.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** nr. 6, aug 1982, p. 255

The paper deals with a measuring technology for the permittivity and the angle tangent of dielectric losses in the case of mineral oil. It is shown that in order to obtain reliable and reproductible results the measuring cells should be adequately cleaned. The paper offers a detailed description of these cells.

DC 621.3.013.1

FINITE ELEMENTS METHOD
STEADY MAGNETIC FIELD

Soran, I. F., Mihalache, M.: **Remarks on finite elements method application to steady magnetic field problems solution.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 30 nr. 6, aug. 1982, p. 263

The paper suggests certain methods to overcome the difficulties occurring when solving the magnetic field problems by the finite elements method; a numerical example is also given, of calculating the magnetic field generated by an infinitely long tubular capacitor.

DC 621.317.73 : 621.318.4

COIL
DISPERSION INDUCTANCE

Ghiţă, C., Toma, A: **Dispersion inductance of iron-core coils made of E and I sheets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** nr. 6, aug 1982, p. 267

The calculation method for the dispersion inductance of a ferromagnetic core coil, made of $E + I$ sheets, also provided with air-gaps, is presented. The coil circuit saturation is also calculated. The influence of the coil air-gap size, and that of the window geometry upon the inductance value is investigated, as well.

SOMMAIRE

CD 621.311 24 : 621.314.267 :.621.311.52

CENTRALES EOLIENNES
CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE
AUTOMATISATIONS DU SECTEUR ÉNERGETIQUE

Budişan, N. : **Système de conversion de l'énergie mécanique à nombre de tours variable en energie électrique à fréquence constante à l'aide d'une génératrice asynchrone ; ce système est utilisé dans les centrales éoliennes et dans les autres types de centrales non-conventionnelles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** no. 6, août 1982, p. 229

L'ouvrage présente les considérations concernant le fonctionnement des groupes électroenergétiques à nombre de tours variable dans les centrales électriques non-conventionnelles surtout centrales éoliennes, utilisant en guise de génératrice une machine asynchrone à convertisseur statique dans son circuit secondaire. On présente les principaux avantages de la génératrice asynchrone fonctionnant conformcèment au schéma consideré, ou présente aussi des considérations concernant le facteur de puissance. On présente les caracteristiques de fonctionnement du système consideré, caracteristiques obtennues experimentalement par l'auteur lui-même.

CD 621.3 042

SCHÉMAS EQUIVALENTS
PARAMÈTRES HOMOGENES
FONCTIONS DE CIRCUIT

Preda, M., Iordache, M., Dorobanţu, I.: **Les schémas équivalents à paramètres homogènes et leurs applications dans l'analyse topologique des circuits électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** no. 6, août 1982, p. 234

L'article propose de nouveaux schémas équivalents formés seulement de sources de courant à tension commandée ($I(U)$) et de sources de courant à courant commandé ($I(I)$). On montre la manière dans laquelle les nouveaux schémas équivalents peuvent s'employer dans l'analyse topologique des circuits électriques, réalisant en méme temps la simplification ainsi que le traitement unitaire du calcul des quatres fonctions de circuit (l'impédance de transfert Z_{ei} ; l'admittence de transfert Y_{ei} ; le facteur de transfert (amplification) de la tension $A_{U,ei}$, et le facteur de transfert (amplification) de courant $A_{I,ei}$).

CD 621.3.042.39

CIRCUIT DE COMMUTATION EN COURANT CONTINU
RÉGIME DYNAMIQUE DE DÉCONNEXION

Şerbănescu, M. : **Une simulation numérique des phénomenes transitoires de commutation statique en courant continu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 30,** no. 6, août 1982, p. 239

On réalise la simulation numérique de la manière de variation dans le temps des courants et des tensions dans un circuit de commutation en courant continu à thyristor. On réa-

lise la comparaison du model théorique avec les mesures experimentales. On analyse les surtensions qui solicitent le thyristor au moment de la deconnexion lorsque les paramètres ont de differentes valeurs.

CD 621.3.042

INSTALLATIONS D'ESSAI
CIRCUIT RÉSONNAT EN SÉRIE
ESSAIS EN USINE ET AU LIEU DE MONTAGE

Marinescu, A. ş.a.: **L'emploi dans le domaine technique des installations d'essai à circuit résonnant en série.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, no. 6, août 1982, p. 245

On analyse les principaux caractéristiques de fonctionement et les posibilités d'emploi des installations d'essai résonantes dans le cadre des essais en courant alternatif de l'isolement des génératrices, transformateurs de distribution, transformateurs de tension capacitifs, les cables et les installations encapsulées dans SF_6, les passages isolés etc., au moment de la mise en sérvice ainsi que dans l'usine qui les produit. On présente les caractéristiques des installations de 300 et de 750 kV, qui sont destinées à la realisations des essais de l'équipement encapsulé dans SF_6.

CD 621.3.013

TENSEUR PERMEABILITÉ
MESURES

Sajin, Gh.: **La mesure des éléments du tenseur perméabilité magnétique.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, no. 6, août 1982, p. 250

L'ouvrage présente les bases théoriques de la mesure des élements du tenseur permeabilité magnétique à l'aide de la technique de la cavité résonante.

On présente des considérations concernant les problemes liés au choix des epreuves de ferrite et des cavité de mesure.

CD 621.315.615.2

PERMITIVITÉ RELATIVE
PERTES DIÉLECTRIQUES
HUILE ELECTROISOLANT

Stoica, M.: **La mesure de la permitivité relative et de la tangente de l'ongle de pertes diélectriques de l'huile de transformateur.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, no. 6, août 1982, p. 255

L'ouvrage présente une technologie de mesure de la permitivité et de la tangente de l'ongle de pertes diélectriques dans les cas de l'huile minéral. On démontre que l'obtention de resultats précis et reproductibles est conditionnée surtout par la manière dont on nettoielles celules de mesure, la manière qui est minutiensement presentée dans l'article.

CD 621.3.013.1

LA METHODE DES ELEMENTS FINIS
CHAMP MAGNETIQUE STATIONNAIRE

Soran, I. F., Mihalache, M.: **Des observations concernant l'application de la méthode des éléments finis à la résolution des problèmes de champs magnétique stationnaire.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, no. 6, aout 1982, p. 263

L'ouvrage suggère des modalités pour surmonter les difficultés qui apparaissent au cours au cours de la résolution des problèmes du champs magnétique à l'aide della méthode des éléments finis. On présente aussi un exemple numérique concernant le calcul du c.m. genéré par un condensateur tubulaire, d'une longuer infinie.

CD 621.317.73 : 621.318. 4

BOBINE
INDUCTANCE DE DISPERSION

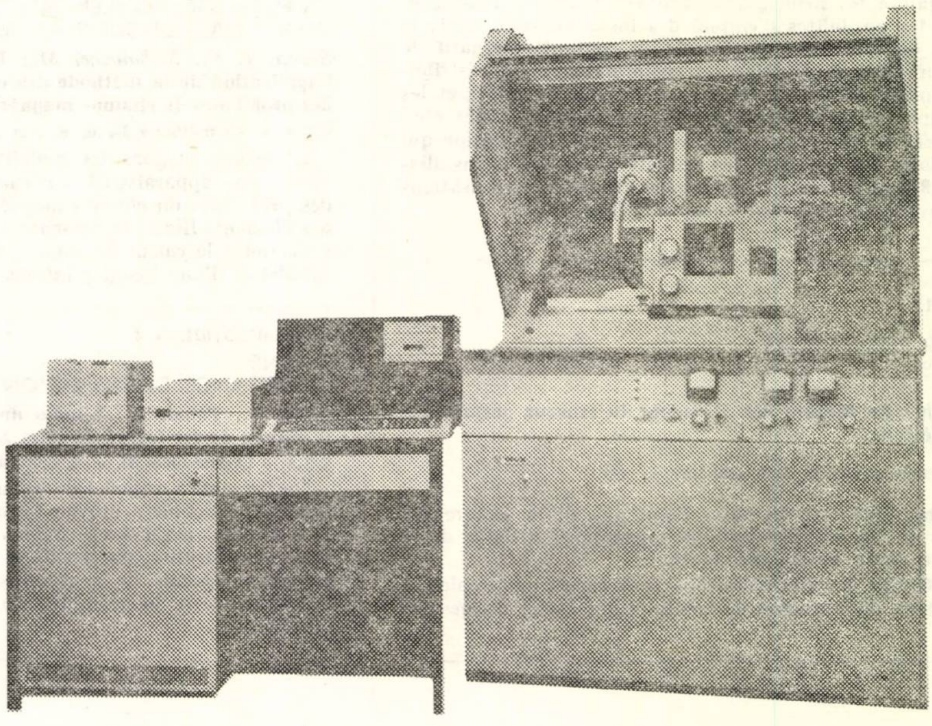
Ghiţă, C., Toma, A.: **L'inductance de dispersion des bobines à moyau de fer formé de tôles *E* et *I*.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, no. 6, août 1982, p. 267

On présente un model de calcul de l'inductance de dispersion d'une bobine à moyan ferro-magnétique formé de tôles $E + I$ ayant aussi des entrefers. On prend en considération aussi la saturation du circuit et de la bobine. De meme on analyse l'influence de la grandeur de l'entrefer de la bobine et l'influence de la géometrie de la fenêtre sur la valeur de l'inductance.

Un nou difractometru cu raze X automatizat de uz general

DRON-UM 1



— vastă gamă de analize structurale cu raze X a materialelor cristaline din diferite domenii ale ştiinţei şi tehnicii
— măsurarea unghiurilor de difracţie cu mare precizie
— echipament auxiliar care dă posibilitatea efectuării cercetărilor în condiţii de temperatură înaltă şi joasă sub unghiurile mici.

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya 121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85 Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

MESAJUL

președintelui Republicii Socialiste România,

NICOLAE CEAUȘESCU,

adresat participanților la simpozionul internațional „Oamenii de știință și pacea"

Am deosebita plăcere să vă adresez dumneavoastră, participanților la simpozionul „Oamenii de știință și pacea" ce se deschide astăzi la București — personalități de seamă ale științei și tehnicii contemporane — un salut cordial și urări de succes în desfășurarea lucrărilor reuniunii, astfel încît ea să dea un impuls luptei forțelor înaintate de pretutindeni pentru progres și pace în lume.

Republica Socialistă România acordă o importanță de prim ordin activității științifice, pune cuceririle științei și culturii la baza a însăși construcției orînduirii noi, socialiste, apreciind că acestea constituie un factor fundamental al progresului și civilizației.

Trăim epoca celui mai mare avînt al gîndirii științifice cunoscut de omenire de-a lungul mileniilor, a celei mai grandioase revoluții tehnico-științifice, marcată de descoperiri epocale ce au schimbat și schimbă radical reprezentările omului despre natură și societate, despre univers, influențează toate laturile existenței umane.

Asistăm, sub directa înrîurire a științei, la modificarea continuă a condițiilor producției materiale, la stăpînirea tainelor materiei și valorificarea tot mai eficientă a bogățiilor naturii, la sporirea capacității creatoare a popoarelor. Atît în sfera perfecționării forțelor de producție ale societății, cît și a gîndirii și creației spirituale, nici o națiune nu se mai poate dezvolta fără aportul științei și tehnicii înaintate, viitorul omenirii însuși nu mai poate fi conceput în afara marilor cuceriri ale gîndirii științifice.

Trebuie să spunem însă deschis că multe din marile descoperiri ale cercetării științifice și creației tehnice sînt folosite astăzi pentru producerea celor mai sofisticate arme de distrugere în masă, începînd cu arma atomică. În lume are loc o accentuare deosebit de îngrijorătoare a cursei înarmărilor, acumularea de arsenale militare în stare să distrugă întreaga planetă, să pună în pericol însăși viața umanității. Asistăm la agravarea încordării pe arena mondială, ca rezultat al politicii imperialiste de dominație, forță și dictat, se manifestă cu putere tendința de consolidare și reîmpărțire a zonelor de influență, se ascut contradicțiile între state și grupări de state.

În același timp, în lume se afirmă tot mai puternic voința popoarelor de a trăi libere, de a se dezvolta de sine stătător, de a pune cu desăvîrșire capăt colonialismului și neocolonialismului, oricăror forme de asuprire, de a asigura înnoirea democratică, progresistă a societății, bunăstarea maselor largi muncitoare, de a instaura pe arena mondială relații cu adevărat noi, de egalitate deplină între țări, de destindere, colaborare și pace.

România socialistă acționează cu toată hotărîrea pentru dezvoltarea relațiilor cu toate statele, fără deosebire de orînduire socială. Așezăm la baza relațiilor cu toate țările principiile deplinei egalități în drepturi, respectului neabătut al independenței și suveranității naționale, neamestecului în treburile interne, renunțării la forță și la amenințarea cu forța. Considerăm că trebuie să se facă totul pentru oprirea agravării situației mondiale, pentru soluționarea tuturor problemelor dintre state numai pe calea tratativelor, pentru reluarea și continuarea politicii de destindere și pace.

În actualele împrejurări internaționale grave, oamenilor de știință le revine o uriașă răspundere față de prezentul și viitorul omenirii. Nimeni nu cunoaște mai bine decît savanții, cercetătorii, forța de distrugere a armelor moderne, pericolul pe care îl reprezintă continuarea cursei înarmărilor pentru cauza civilizației, pentru securitatea popoarelor, pentru însăși viața omenirii.

Astăzi se pune problema de conștiință de a alege între politica de intensificare a cursei înarmărilor, de producere de noi arme nucleare de distrugere în masă și politica de dezarmare, de destindere și pace.

Nu poate exista o cale de mijloc !

Este evident că oamenii de știință, care înțeleg foarte bine forța de distrugere a armelor și, în primul rînd, a armamentelor nucleare, nu pot fi decît de partea politicii de dezarmare și de pace. Iată de ce, mai mult ca oricînd, oamenii de știință au înalta îndatorire de a-și ridica glasul hotărît și de a face totul pentru ca minunatele cuceriri ale geniului uman să nu mai slujească fabricării armelor de nimicire în masă, pregătirilor de război, politicii de agresiune, de forță și dominație. Menirea cea mai nobilă a savanților, a cercetătorilor din toate

domeniile şi de pretutindeni este de a face ca întregul potenţial al ştiinţei şi tehnicii contemporane să fie consacrat progresului, bunăstării, libertăţii şi independenţei popoarelor, asigurării dreptului suprem al oamenilor la viaţă, la pace.

Este necesar să se acţioneze cu cea mai mare energie şi hotărîre pentru oprirea cursei înarmărilor, pentru dezarmare şi, în primul rînd, pentru dezarmare nucleară, pentru oprirea amplasării şi dezvoltării de rachete cu rază medie în Europa, împotriva producerii armei cu neutroni, pentru diminuarea bugetelor şi efectivelor militare, pentru renunţarea cu desăvîrşire la folosirea forţei sau a ameninţării cu forţa în viaţa internaţională, pentru făurirea unei lumi fără arme şi fără războaie.

Subdezvoltarea face ca majoritatea populaţiei globului să trăiască în înapoiere, ca aproape o jumătate de miliard de oameni să sufere în mod cronic de foame. De aceea trebuie instaurată o nouă ordine economică internaţională, care să asigure accesul neîngrădit al tuturor popoarelor şi, în primul rînd, al celor rămase în urmă, la minunatele cuceriri ale geniului uman, circulaţia liberă a cunoştinţelor şi descoperirilor, transformarea ştiinţei într-un bun al întregii umanităţi.

În condiţiile amplificării crizei economice mondiale, un rol deosebit de important poate să-l joace ştiinţa în descoperirea şi valorificarea de noi surse energetice şi de materii prime şi în punerea lor la îndemîna popoarelor, în fertilizarea şi sporirea randamentului pămîntului şi soluţionarea marii probleme a alimentaţiei. Ea are datoria să-şi aducă contribuţia la ocrotirea sănătăţii maselor de pretutindeni, la combaterea poluării, ameliorarea mediului ambiant, ocrotirea valorilor naturii, la transformarea întregii noastre planete într-o adevărată grădină înfloritoare care să asigure o viaţă demnă pentru toate popoarele.

Oamenii de ştiinţă şi tehnică din România, profund devotaţi intereselor poporului, îşi consacră întreaga energie prosperităţii economico-sociale a patriei şi, totodată, conlucrează activ cu oamenii de ştiinţă din celelalte ţări în lupta pentru progres, pentru dezarmare, pentru apărarea dreptului fundamental al tuturor naţiunilor la existenţă, pace şi libertate.

În zilele noastre, rolul fundamental în determinarea cursului istoriei îl au popoarele, masele largi populare de pretutindeni. Locul oamenilor de ştiinţă, vital interesaţi în cauza progresului şi păcii, este alături de popoarele care luptă pentru apărarea vieţii şi muncii lor paşnice, pentru dreptul de a-şi făuri destinul în mod liber, fără nici un amestec sau presiune din afară, de a-şi consacra resursele şi energia în scopul propriei propăşiri materiale şi spirituale. Indiferent de deosebirile de concepţii filozofice, politice, religioase, oamenii de ştiinţă trebuie să-şi unească tot mai strîns rîndurile şi, împreună cu forţele iubitoare de pace, antiimperialiste, de pretutindeni, să se ridice împotriva politicii imperialiste de dominaţie, împotriva războiului, pentru o lume a dreptăţii, egalităţii şi păcii.

Mai mult ca oricînd se impune organizarea unui puternic front mondial al oamenilor de ştiinţă care să acţioneze şi să-şi spună cuvîntul autorizat la Organizaţia Naţiunilor Unite, la Conferinţa de dezarmare şi în alte organisme internaţionale în legătură cu dezarmarea şi asigurarea unei păci trainice pe planeta noastră.

Avem ferma convingere că acţiunea unită a oamenilor de ştiinţă şi cultură, a oamenilor muncii, a forţelor progresiste, a tuturor popoarelor va putea opri cursa înarmărilor şi determina trecerea la dezarmarea generală, în primul rînd la dezarmarea nucleară.

Să facem totul pentru a asigura copiilor şi nepoţilor noştri, generaţiei noastre şi generaţiilor viitoare, pacea, libertatea şi fericirea, într-o lume fără războaie, mai umană, mai dreaptă şi mai bună!

Cu aceste gînduri, îmi exprim convingerea că importanta reuniune de la Bucureşti va avea un profund ecou în conştiinţa cercetătorilor şi savanţilor de pretutindeni şi vă adresez tuturor cele mai calde urări de succes, de satisfacţii în nobila activitate consacrată progresului ştiinţei, precum şi cauzei colaborării, păcii şi independenţei popoarelor.

NICOLAE CEAUŞESCU
Preşedintele Republicii Socialiste România

APELUL

participanților la simpozionul internațional "Oamenii de știință și pacea"

Întruniți la București, în zilele de 4 și 5 septembrie 1981, în cadrul simpozionului „Oamenii de știință și pacea", spre a dezbate, într-un amplu și fructuos dialog, problema fundamentală a contemporaneității — pacea — țelul nobil al întregii omeniri, noi, oamenii de știință din numeroase țări ale lumii, de pe toate continentele, conștienți de gravele pericole care le reprezintă pentru omenire înarmările, de contribuția pe care știința și slujitorii ei o pot aduce la oprirea cursei înarmărilor, la progresul continuu și viitorul întregii lumi, adresăm savanților, cercetătorilor și intelectualilor de pretutindeni, tuturor popoarelor, vibranta chemare de a-și uni eforturile și a conlucra tot mai strîns pentru apărarea păcii — bunul suprem al umanității.

Epoca noastră cunoaște nu numai ascensiunea vertiginoasă a științei și tehnicii, marcată de grandioase descoperiri care influențează toate domeniile existenței umane, dar, totodată, cunoaște și acțiuni anacronice, contrare intereselor omenirii, de folosire a rezultatelor științei și tehnicii în scopuri distructive, dăunătoare păcii și libertății popoarelor. Traversăm o perioadă cînd omenirea este confruntată cu probleme de o deosebită complexitate, cînd asistăm la o nouă și frenetică cursă a înarmărilor, la creșterea fără precedent a bugetelor militare, la fabricarea și perfecționarea de noi mijloace de nimicire în masă, ceea ce agravează profund situația internațională, împovărează tot mai greu popoarele, amplifică pericolul declanșării unor conflagrații, care pot distruge viața întregii planete, însăși civilizația făurită de-a lungul mileniilor.

Pe deplin conștienți de faptul că responsabilitatea oamenilor de știință, în alternativa pace sau război, nu este decît una — aceea de a apăra pacea, să spunem un NU hotărît războiului și înarmărilor, aceasta constituind nu numai datoria noastră morală, ci și o condiție a existenței întregii omeniri. Chemăm pe toți slujitorii științei, indiferent de convingerile lor politice, filozofice, religioase sau de altă natură, să acționeze, împreună cu popoarele țărilor lor, pentru a opri agravarea situației internaționale, politica de înarmări, pentru reluarea și continuarea neabătută a cursului spre destindere, pace și o largă colaborare internațională!

Să acționăm acum, cînd nu e prea tîrziu, în acest ceas de mare răspundere pentru destinele omenirii, pentru încetarea cursei înarmărilor, pentru trecerea la dezarmare și în primul rînd la dezarmare nucleară, pentru făurirea unei lumi fără arme și fără războaie, pentru apărarea dreptului fundamental al omului și al popoarelor — dreptul la viață, la pace!

Noi, oamenii de știință care cunoaștem mai bine ca oricine forța de distrugere a armelor moderne, uriașul pericol ce-l reprezintă acestea pentru securitatea popoarelor, pentru însăși viața omenirii, să ne unim și mai puternic forțele, să acționăm ferm împotriva utilizării energiei atomice în alte scopuri decît cele pașnice! Să facem totul pentru ca imensul potențial al cercetării științifice și tehnice să nu fie folosit pentru producerea de arme, ci să contribuie exclusiv la dezvoltarea economică și la progresul fiecărei țări, la conservarea a tot ceea ce a făurit mai bun geniul uman, la crearea de noi și importante valori!

În condițiile de astăzi, cînd pe plan mondial există numeroase probleme de ordin economic, social și politic, nouă, oamenilor de știință ne revine înalta îndatorire de a ne spori tot mai mult contribuția la soluționarea acestora în interesul propășirii tuturor națiunilor. Să folosim descoperirile noastre pentru lichidarea marilor decalaje dintre țările bogate și sărace ale lumii, înlăturarea stării de subdezvoltare în care se află circa două treimi din populația planetei, eradicarea subnutriției și a maladiilor care continuă să secere milioane de vieți omenești, ca și pentru protecția mediului înconjurător și conservarea lui în beneficiul generațiilor viitoare! Să depunem toate eforturile pentru descoperirea de noi resurse energetice și de materii prime, pentru rezolvarea problemelor legate de alimentație, apă, sănătate și a altora de care depind progresul și viitorul întregii umanități! Să militäm în modul cel mai ferm împotriva oricăror îngrădiri ale circuitului mon-

dial de valori științifice și culturale, pentru ca de minunatele cuceriri ale științei și tehnicii să beneficieze larg toate popoarele, pentru transformarea cu adevărat a științei într-un bun al întregii umanități !

În zilele noastre, pacea și securitatea internațională creează cele mai favorabile condiții pentru progresul economic și social, pentru folosirea cuceririlor geniului uman, a impresionantei revoluții tehnico-științifice contemporane spre binele tuturor oamenilor de pe pământ. Tocmai de aceea, orice efort, orice strădanie, orice acțiuni, fie din partea unor asociații științifice și culturale, a unor organisme obștești și persoane particulare, fie din partea oamenilor politici, a guvernelor și parlamentelor având menirea să contribuie la apărarea și consolidarea păcii, la cauza colaborării internaționale pașnice, pe baza respectării independenței și suveranității naționale, egalității în drepturi, neamestecului în treburile interne și avantajului reciproc, trebuie apreciate și sprijinite cu toată tăria, pentru ca aspirațiile legitime ale popoarelor, ale tuturor oamenilor, care au conștiința responsabilității față de destinul civilizației lumii, să-și găsească împlinirile.

Adresăm oamenilor de știință, asociațiilor lor naționale și internaționale chemarea de a organiza forme adecvate de cooperare, pe deasupra deosebirilor naționale, ideologice sau politice, pentru a asigura ca știința să fie utilizată exclusiv potrivit vocației sale umaniste. În acest scop am constituit un Comitet internațional de inițiativă, chemat să inițieze acțiuni ale oamenilor de știință pentru dezvăluirea pericolelor pe care le prezintă cursa frenetică a înarmărilor, în primul rînd a înarmărilor nucleare, pentru informarea opiniei publice asupra acestor pericole și elaborarea de măsuri concrete în vederea preîntîmpinării lor, pentru pregătirea unui Congres mondial al oamenilor de știință în sprijinul păcii. Adresăm slujitorilor științei, intelectualității de pretutindeni chemarea de a se alătura acestui comitet, a acționa împreună cu noi în această nobilă activitate dedicată păcii, a face totul ca opiniile noastre să se facă auzite la Organizația Națiunilor Unite, la Conferința pentru dezarmare de la Geneva, în toate forurile internaționale care dezbat problemele dezarmării, ale păcii, securității și cooperării internaționale.

Pătrunși de răspunderea pe care o avem în fața științei și a umanității, conștienți fiind că nu putem construi un viitor acceptabil fără un prezent al păcii, să ne mobilizăm puterea de convingere, forța de argumentare, pentru a determina pe adepții înarmării să-și schimbe opțiunile, pentru a influența guvernele, parlamentele, pe oamenii politici să promoveze o politică de pace, înțelegere și colaborare, să renunțe cu desăvîrșire la folosirea forței și la amenințarea cu forța, asigurînd soluționarea tuturor problemelor litigioase numai și numai pe cale pașnică, prin tratative !

Să facem totul ca fondurile cheltuite pentru înarmări, imensele bugete militare să fie folosite pentru înfăptuirea programelor de dezvoltare social-economică a fiecărei țări, pentru sprijinirea popoarelor din țările subdezvoltate în eforturile lor de progres, pentru făurirea unei lumi mai drepte și mai bune, ferită de amenințarea războiului !

Să slujim cu înalt devotament nobilele idealuri ale păcii, să ne facem datoria față de propria noastră conștiință, față de contemporanii noștri, față de comandamentele supreme ale umanității, să oferim omenirii o perspectivă pe măsura aspirațiilor ei scumpe, a forței sale de creație, să ne dovedim la înălțimea a tot ceea ce a făurit mai de preț civilizația umană de-a lungul secolelor !

Avem ferma convingere că, unindu-ne forțele, intensificînd conlucrarea noastră, știința va deveni cu adevărat o armă a vieții, astfel încît toate popoarele să-și poată spori contribuția la patrimoniul cunoașterii universale, ca pacea, securitatea și colaborarea să triumfe pe planeta noastră !

București 5 septembrie 1981

PARTICIPANȚII
LA SIMPOZIONUL INTERNAȚIONAL
„OAMENII DE ȘTIINȚĂ ȘI PACEA"

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 6

CZ 621.311 24 : 621.314.267 : 621.311.52

CENTRALE EOLIENE
CONVERTIZOARE DE FRECVENŢĂ
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Sistem de conversie a energiei mecanice la turaţie variabilă în energie electrică de frecvenţă constantă, cu generator asincron, pentru centrale eoliene şi alte centrale neconvenţionale

NICOLAE BUDIŞAN* — TIMIŞOARA

1. Consideraţii privind oportunitatea funcţionării unor grupuri energetice cu turaţie variabilă

Criza energiei aduce în atenţie noi surse de energie şi noi tehnici de utilizare a acestora, pe de o parte, şi reconsiderarea unor tehnici pentru energiile tradiţionale, pe de altă parte, şi într-un caz şi într-altul urmărindu-se asigurarea unui randament superior şi, deci, a unui grad cît mai înalt de utilizare a resurselor.

Dintre noile orientări, în sensul celor arătate mai sus, constituie obiect al preocupărilor noastre problema funcţionării grupurilor energetice ale centralelor electrice la turaţie variabilă.

În [1] se apreciază că, datorită preţului de cost redus al generării energiei hidroelectrice în comparaţie cu a celei provenite din alte surse, s-a acordat puţină atenţie problemelor privind realizarea unor tehnici mai eficiente de generare a energiei în hidrocentrale, astfel încît se poate spune că generarea energiei hidroelectrice nu s-a schimbat substanţial, în ultimii 100 de ani. În aceeaşi lucrare se demonstrează, considerînd o centrală echipată cu turbine Francis, că schimbarea modului tradiţional de funcţionare a agregatelor hidroelectrice la turaţie constantă, cu funcţionarea la turaţie variabilă, poate avea drept rezultat creşterea randamentului cu $3 \div 10\%$ faţă de modul convenţional de funcţionare. Mai sînt subliniate avantajele suplimentare ce rezultă în cazul centralelor hidroelectrice reversibile, dat fiind faptul că funcţionarea hidroagregatului în regim de pompă este optimă la o turaţie diferită de cea în regim de turbină:

$$n_{pompă} = (1{,}1 \div 1{,}2) \cdot n_{turbină}. \qquad (1)$$

În cazul centralelor eoliene, de asemenea, se cunoaşte că funcţionarea motorului eolian la turaţie constantă, printr-o reglare corespunzătoare, complică foarte mult construcţia acestuia. Aceste consideraţii şi altele conduc la căutarea unor soluţii care să permită funcţionarea motorului eolian la turaţie variabilă.

De asemenea, poate fi semnalată funcţionarea fortuită a generatoarelor electrice la turaţie variabilă în cazul unor grupuri energetice cu destinaţii speciale [2], cînd variaţia frecvenţei poate afecta receptorii pretenţioşi faţă de constanţa frecvenţei tensiunii de alimentare.

Consideraţiile expuse succint mai sus fac ca cercetările vizînd realizarea unor sisteme de conversie, în forme utilizabile, a energiei generatoarelor cu turaţie variabilă, să fie deosebit de actuale. Pînă în prezent, se pare că astfel de preocupări au fost relativ puţine, fiind orientate, în principal, spre următoarele soluţii:

1 — sisteme cu maşini electrice speciale [3, 4];

2 — sisteme de conversie de tipul „generator sincron cu turaţie variabilă-redresor-invertor static cu tiristoare funcţionînd la frecvenţă constantă [5];

3 — sisteme de conversie cu generator asincron, funcţionînd la turaţie variabilă, cu convertizor static cu tiristoare în circuitul rotoric [6, 2].

În cele ce urmează, se vor prezenta unele rezultate privind sistemele de conversie cu generator asincron, obţinute la Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara. Se vor

* Prof. dr. ing. *Budişan, N.* — Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

prezenta considerații privind justificarea utilizării acestora din urmă, problemele tehnice pe care ele le ridică și modalități de rezolvare a acestora.

2. Mașina asincronă în regim de generator

În literatura de specialitate, cu cîteva excepții [6, 2], funcționarea mașinii asincrone în regim de generator este considerată în următoarele moduri:

1 — funcționarea ca generator, în paralel cu rețeaua sau în mod autonom, cu turație aproximativ constantă în jurul celei de sincronism;

2 — funcționarea ca generator numai în regimuri speciale, de frînare, regimul principal de funcționare al mașinii asincrone fiind cel motor, în cadrul unor sisteme de acționare electromecanice.

În cîteva lucrări [7, 6] sînt analizate aspecte ale utilizării generatorului asincron de turație constantă ca sursă de frecvență variabilă.

Funcționarea mașinii asincrone în regim de generator cu turație variabilă și frecvență constantă este analizată în lucrările [6, 2].

3. Generatorul asincron cu turație variabilă

Încă în anul 1959, autorul prezentei lucrări atrăgea atenția [6] asupra situațiilor cînd ar putea fi util sau necesar ca „... frecvența generatorului să fie constantă în condiții de variație a turației generatorului, variație determinată de condițiile în care funcționează motorul de antrenare al generatorului". În lucrarea menționată se arăta că „...în astfel de situații, poate fi folosită oricare din schemele de funcționare a generatorului asincron cu frecvență variabilă, care, asigurînd reglajul continuu al frecvenței, la viteză de rotație constantă, va asigura funcționarea generatorului asincron cu frecvență constantă, în cazul variației turației lui ..." și că „...oricare schemă de reglaj al turației motoarelor asincrone (reostat în circuitul secundar, cuplare în cascadă, etc.) care permite a obține, în cazul frecvenței constante a rețelei de alimentare, reglajul turației motorului asincron, va permite, în regim de generator antrenat cu viteză de rotație constantă, reglajul frecvenței generatorului asincron, într-o zonă cu o extensiune egală cu cea a zonei de reglaj al turației, în cazul funcționării în regim de motor".

Cele arătate mai sus au fost verificate experimental (1959), pentru cazul cascadei Schrage-Richter funcționînd în regim de generator, utilizînd modalități speciale de excitație a generatorului asincron (autoexcitație capacitivă sau cu curent reactiv de la un compensator sincron sau de la motorul de sarcină asincron-sincronizat [6]).

Progresele făcute în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere permit astăzi realizarea funcționării generatorului asincron cu turație variabilă la frecvență constantă, utilizînd, în circuitul rotoric, cascade cu astfel de dispozitive. Astfel, revine în atenție, însă pe un plan tehnic superior, problema utilizării generatorului asincron cu turație variabilă, date fiind avantajele pe care le oferă față de generatorul sincron cu turație variabilă:

1. Mașina asincronă este o mașină robustă și fiabilă în exploatare;

2. La centralele funcționînd în paralel cu sistemul energetic, nu este necesar un sistem de excitație și de reglare a tensiunii;

3. În regimuri suprasincrone de funcționare, se poate obține, de la generator, o putere mai mare decît puterea lui constructivă P_N, cu atît mai mare cu cît domeniul de variație a turației este mai important

$$P_{GA} = P_{ST} + P_{ROT} \approx (1 + s) \cdot P_N, \qquad (2)$$

unde s este alunecarea suprasincronă;

4. Puterea echipamentului electronic de conversie (redresor-invertor) este mai mică decît puterea debitată în rețea, cu atît mai mică cu cît alunecarea este mai mică:

$$P_{echipament\ electronic} = P_{RD} = P_{INV} \approx \frac{s}{1 + s} P_{GA}; \qquad (3)$$

5. În cazul defectării echipamentului electronic de conversie, grupul turbină-generator poate funcționa, pînă la remediere, la o turație apropiată de cea sincronă;

6. Generatorul asincron poate fi procurat, cu ușurință, în cazul puterilor mici și mijlocii, dintre mașinile asincrone de serie, în prezent existînd în fabricație o mare varietate (putere și turație) de astfel de mașini, în timp ce, pentru mașinile sincrone, de putere mică și medie, ar trebui organizată o fabricație de serie mică sau unicate, cele existente în prezent neputînd acoperi necesitățile;

7. Valorile randamentului de funcționare al generatorului asincron, în regim suprasincron, sînt, după cum au arătat calculele estimative efectuate de către noi, aproximativ egale cu cele ale mașinilor sincrone;

8. Pierderile în sistemul electronic de conversie sînt inferioare, în cazul utilizării generatorului asincron, celor din cazul utilizării generatorului sincron, deoarece, în primul caz, numai o parte a puterii utile este necesar a fi trecută prin sistemul de conversie;

9. Nivelul armonicilor de curent, datorate sistemului de conversie cu dispozitive semiconductoare, este inferior față de cazul utilizării

generatorului sincron, datorită faptului că numai o parte (figura 4, curbele puterilor statorică, rotorică și totală) din energia dată de generator (cea care trece prin circuitul rotoric) este supusă conversiei și, deci, afectată de armonici.

4. Sistem de conversie a energiei mecanice la turație variabilă, cu generator asincron, pentru centrale eoliene

Se cunoaște că motoarele eoliene cu palete reglabile, mai ales cele cu diametre foarte mari, sînt construcții relativ complicate ceea ce le reduce considerabil fiabilitatea. Acest lucru îndreptățește eforturile vizînd realizarea unor centrale cu motoare eoliene cu palete fixe. În acest caz, însă, funcționarea lor optimă impune [8] proporționalitate între turație și viteza vîntului, rezultînd [8] o caracteristică a puterii motorului eolian și, deci, a generatorului (dacă se admit unele aproximări simplificatoare), de forma :

$$P = K_1 \cdot n^3, \qquad (4)$$

în care :

$$n = K_2 \cdot v,$$

unde v este viteza vîntului.

Caracteristicile de putere ale unei astfel de instalații eoliene au aspectul arătat în figura 1. În aceeași figură este arătată și puterea generatorului asincron, admisibilă din punct de vedere al solicitărilor termice.

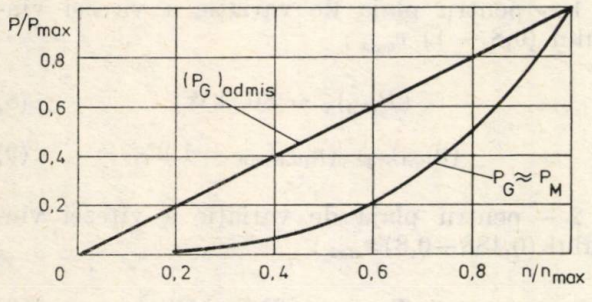


Fig. 1. Caracteristicile de putere ale unei instalații eoliene, funcționînd în regimul $n = K_2 \cdot v$. Notații : P_M — puterea motorului eolian ; P_G — puterea generatorului ; $(P_G)_{admis}$ — puterea generatorului, admisibilă.

Caracteristica de putere necesară, a generatorului, $P_G = K_1 \cdot n^3$, se poate realiza prin reglarea încărcării acestuia, cu un sistem automat de comandă a invertorului interpus între generator și rețea.

În scopul arătat, la Institutul politehnic din Timișoara s-a experimentat un sistem de conversie cu generator asincron, funcționînd în regim suprasincron, cu cascadă de tip „REDRESOR—INVERTOR" în circuitul secundar. Schema acestui sistem, de conversie a energiei mecanice a motorului eolian cu turație variabilă în energie electrică de frecvență constantă, este arătată în figura 2.

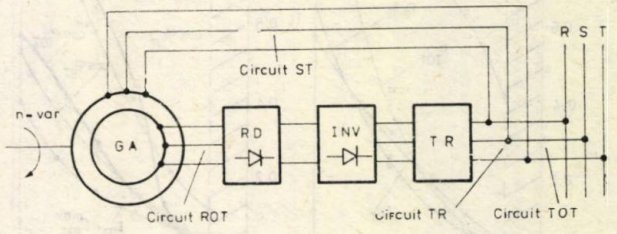


Fig. 2. Schema sistemului de conversie a energiei mecanice la turație variabilă în energie electrică de frecvență constantă, cu generator asincron : GA — generatorul asincron ; RD — redresorul ; INV — invertorul.

Este cunoscut faptul că convertoarele cu tiristoare se caracterizează printr-un factor de putere scăzut. Pentru remedierea acestui neajuns au fost propuse diferite soluții [2, 5]. La Institutul politehnic din Timișoara, pentru a putea fi utilizate convertoare de serie, pentru îmbunătățirea factorului de putere, s-a făcut apel la o strategie de reglare în trepte a tensiunii, dinspre invertor, a transformatorului de rețea, așa cum este arătat în figura 3.

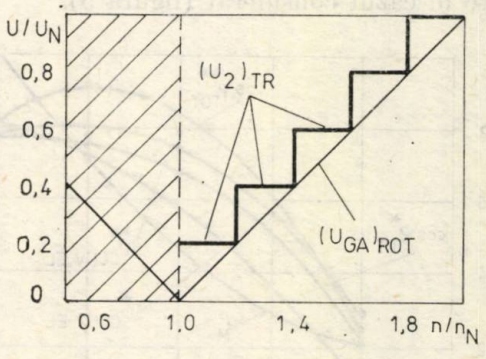


Fig. 3. Strategia reglării tensiunii, dinspre invertor, a transformatorului de rețea : $(U_2)_{TR}$ — tensiunea secundară a transformatorului ; $(U_{GA})_{ROT}$ — tensiunea rotorică a generatorului asincron.

Caracteristicile de funcționare a sistemului realizat cu un generator asincron, avînd datele nominale $P_N = 3$kW, $U_1 = 380/220$ V, $I_1 = 8/13{,}9$ A, $\cos\varphi = 0{,}72$, $U_2 = 78$ V, $I_2 = 26{,}3$ A, funcționînd în din condițiile (simulate) unei centrale eoliene, sînt date în figura 4 (caracteristicile care prezintă interes mai deosebit).

În figura 5, pentru a reliefa efectul optimizant al strategiei de reglare în trepte a tensiunii dinspre invertor a transformatorului de rețea (figura 3), sînt date curbele de curent, factor de putere și randament, ale sistemului considerat, în cazul aplicării strategiei arătate, respectiv în lipsa ei, puterile absorbite de către

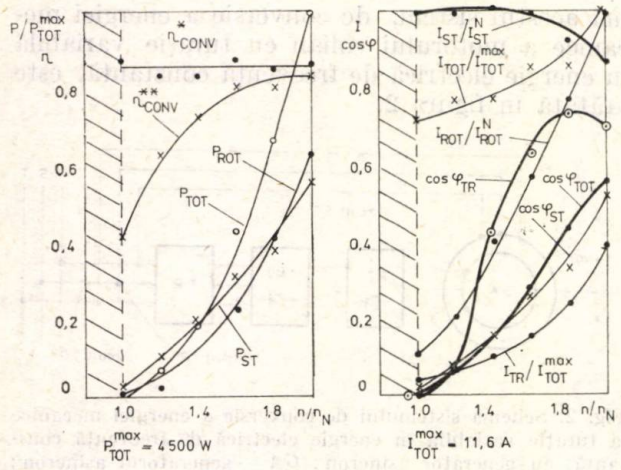


Fig. 4. Caracteristici de funcționare a sistemului de conversie a energiei mecanice la turație variabilă în energie electrică de frecvență constantă, cu generator asincron. P_M — puterea consumată de motor; $P_{cda\,INV}$ puterea în circuitele de comandă și auxiliare ale invertorului; $\eta^{*}_{CONV.EL} = P_{TOT}/(P_{ST} + P_{ROT})$; $\eta^{**}_{CONV.EL} = P_{TOT}/(P_{ST} + P_{ROT} + P_{cdaINV})$; $P^{max}_{TOT} = 4\,500$ W și notațiile din figura 2.

motorul de simulare a motorului eolian fiind aceleași în ambele situații. Se observă efectul optimizant al soluției propuse. Valorile factorului de putere, mai mari decît cele din figura 4b, se explică prin unele măsuri de compensare aplicate în cazul considerat (figura 5).

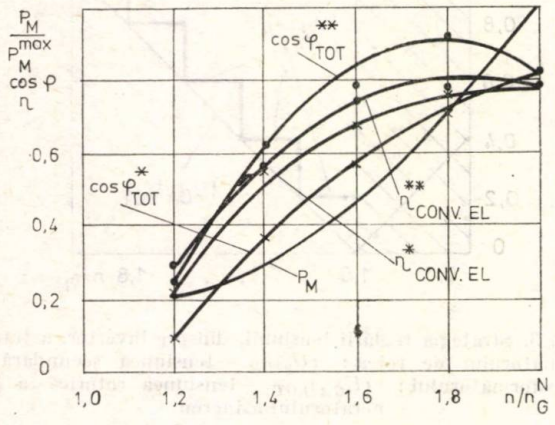


Fig. 5. Caracteristicile de funcționare $\eta_{CONV.EL}$ și cos φ a sistemului de conversie, în cazul aplicării strategiei de reglare preconizată (notate cu semnul **), respectiv în lipsa ei (notate cu semnul *)
$\eta_{CONV.EL} = P_{TOT}/(P_{ST} + P_{ROT})$; și notațiile din figura 2.

5. Considerații estimative asupra unei centrale eoliene cu mai multe generatoare electrice

Se constată (figurile 4 și 5) că, în condițiile funcționării într-o centrală eoliană, factorul de putere, în diferitele circuite ale sistemului de conversie, se micșorează într-o măsură importantă, la puterile mici, corespunzătoare unor viteze ale vîntului mai mici. Același lucru se poate spune și despre randamentul generatorului și al invertorului, avînd în vedere factorul de putere scăzut și ponderea mare, la puterile mici, a pierderilor (în generator și invertor) în comparație cu puterea utilă. Cele menționate, recomandă a se lua în considerare și posibilitatea instalării, în centralele eoliene, a două sau mai multe generatoare de puteri diferite, acoperind domenii diferite de variație a vitezei vîntului, în care caz ar putea fi utilizat un singur convertizor static, avînd în vedere că pierderile în convertizoare variază puțin cu puterea lor nominală.

Pentru ilustrarea eficienței soluției cu mai multe generatoare, asupra randamentului generatoarelor și a factorului de putere, a fost considerat un caz în care motorul eolian ar antrena trei generatoare fiecare urmînd a funcționa într-o anumită plajă de variație a vitezei vîntului și, corespunzător, de variație a turației motorului eolian. În calcule au fost avute în vedere, pe de o parte, unele ipoteze simplificatoare și, pe de altă parte, estimări de transpunere a caracteristicilor generatorului asincron experimentat ($P_N = 3$ kW), reprezentate în figura 4.

Au fost adoptate, drept mărimi de referință, următoarele:

a — puterea maximă a energiei electrice utile:

$$(P_G)_{max} = 100 \text{ kW}, \tag{6}$$

b — puterea sistemului electronic de conversie:

$$P_{CONV} = 0{,}2\ (P_G)_{max} = 20 \text{ kW}. \tag{7}$$

În accepțiunea celor de mai sus, au rezultat:

1 — pentru plaja de variație a vitezei vîntului (0,8 — 1) v_{max}:

$$(P_{1GA})_N = 80 \text{ kW}, \tag{8}$$

$$(n_{1GA})_{max}/(n_{1GA})_{min} = 1{,}25, \tag{9}$$

2 — pentru plaja de variație a vitezei vîntului (0,488—0,8) v_{max}:

$$(P_{2GA})_N = 31{,}2 \text{ kW}, \tag{10}$$

$$(n_{2GA})_{max}/(n_{2GA})_{min} = 1{,}64, \tag{11}$$

3 — pentru plaja de variație a vitezei vîntului (0,244 — 0,488) v_{max}:

$$(P_{3GA})_N = 5{,}8 \text{ kW}, \tag{12}$$

$$(n_{3GA})_{max}/(n_{3GA})_{min} = 2, \tag{13}$$

(convertizorul poate asigura o plajă mai mare de variație a turației, dacă se consideră necesar);

4 — puterea totală instalată a generatoarelor :

$$(P_{GA})_{TOTAL\ INSTALAT} = 117 \text{ kW}, \quad (14)$$

5 — plaja de variație a vitezei vîntului în care funcționează centrala considerată :

$$v_{max}/v_{min} = 4{,}1. \quad (15)$$

Ținînd seama de datele nominale ale generatoarelor asincrone considerate și de regimurile de putere și turație în care acestea sînt obligate să funcționeze, în condițiile unei centrale eoliene, cu considerarea ipotezelor simplificatoare adoptate, au rezultat caracteristicile de randament arătate în figura 6.

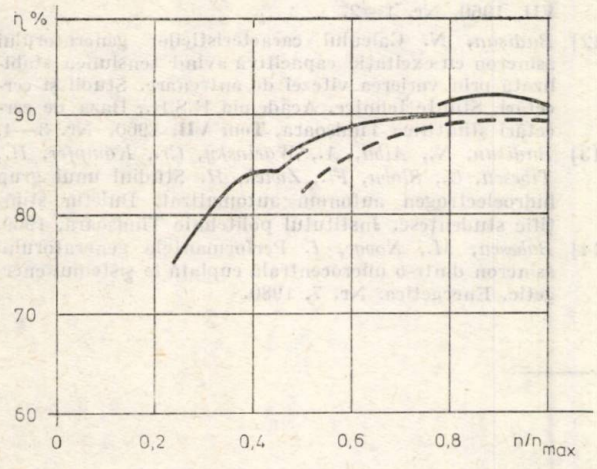


Fig. 6. Caracteristicile de randament ale generatoarelor asincrone funcționînd în condițiile unei centrale eoliene (condiții simulate). **Observație :** Cu linie plină a fost reprezentată caracteristica de randament a centralei avînd trei generatoare ce funcționează succesiv, în funcție de viteza vîntului ; cu linie întreruptă a fost reprezentată caracteristica centralei în cazul utilizării unui singur generator.

În aceeași figură au fost reprezentate, spre comparare, și caracteristicile de randament în cazul utilizării, în centrală, a unui singur generator :

$$(P_{GA})_{max} = 100 \text{ kW}, \quad (16)$$

$$(P_{GA})_N = 50 \text{ kW}, \quad (17)$$

$$(n_{GA})_{max}/(n_{GA})_{min} = 2, \quad (18)$$

$$v_{max}/v_{min} = 2 \quad (19)$$

$$P_{CONV} = 0{,}5\ (P_G)_{max} = 50 \text{ kW}. \quad (20)$$

Din compararea caracteristicilor din figura 6, pentru cele două cazuri considerate, se desprinde concluzia oportunității utilizării în centralele eoliene a mai multor generatoare, numărul acestora și domeniile de viteze ale vîntului la care vor funcționa urmînd a fi stabilite prin considerarea unui număr mai mare de variante posibile și compararea acestora, sub aspect tehnic și economic (grad de complexitate, siguranță în funcționare, preț de cost, cantitatea de energie electrică furnizată, termenul de amortizare etc.).

6. Concluzii

1. Analiza rezultatelor experimentale obținute, privind funcționarea generatorului asincron cu turație variabilă, confirmă cele prezentate în paragraful 3 privitor la avantajele generatorului asincron.

2. Avînd în vedere puterea foarte mică a modelului de laborator experimentat, se poate concluziona că pentru grupurile din centrale, datorită puterilor mai mari ale generatoarelor cît și datorită micșorării ponderii pierderilor în circuitele de comandă și auxiliare ale invertorului, randamentul va fi mai mare.

3. O concluzie similară cu cea de la punctul 2, se desprinde și în privința factorului de putere al circuitului statoric și, deci, al întregului grup.

4. Generatorul asincron în cascadă cu convertizor static are un factor de putere relativ scăzut, ceeace ar justifica măsuri de compensare cu condensatoare statice sau utilizînd, în circuitul rotoric, invertoare speciale, cu factor de putere ridicat [2]. Deoarece, la puteri mari ale generatorului asincron, puterea reactivă a invertorului static din circuitul rotoric depășește, de cîteva ori, puterea reactivă din circuitul statoric, realizarea unor invertoare cu factor de putere ridicat ar fi deosebit de eficientă.

5. Se constată (figurile 4 și 5) că pentru generatorul asincron, funcționînd în condițiile centralelor eoliene, factorul de putere, în diferitele circuite ale sistemului de conversie, se micșorează într-o măsură importantă, la puterile mai mici, corespunzătoare unor viteze ale vîntului mai mici. Același lucru se poate spune și despre randamentul generatorului și al invertorului, avînd în vedere factorul de putere scăzut și ponderea mare, la puterile mici, a pierderilor (în generator și invertor) în comparație cu puterea utilă. Cele menționate, recomandă a se lua în considerare și posibilitatea instalării, în centralele eoliene, a două sau mai multe generatoare.

6. Cele prezentate mai sus, rămîn, în general, valabile și pentru aplicații în alte centrale, unde funcționarea motoarelor primare la turație variabilă conduce la creșterea gradului de utilizare a resurselor energetice respective (centrale hidroelectrice de puteri mici și mijlocii etc.). În fiecare caz vor rezulta situații particu-

lare, privind puterile echipamentelor şi eficienţa utilizării acestora, determinate de caracterul variaţiei puterii utile şi de variaţia turaţiei, ce rezultă a fi necesară.

Bibliografie

[1] *Kerkman, R. J., Lipo, T. A., Thirkell, J. E.* An inquiry into adjustable speed operation of pumped hydro plant. În IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. **PAS—99**, 5 Sept./Oct. 1980.

[2] *Hvatov, S. V., Titov, V. G., Poskrobko, A. A., Poluşkin, A. I., Tinkaikin, V. F.* Asinhronnîi nagruzocinii generator s kompensationnîm ventilnîm preobrazovatelem. În : Elektricestvo, Nr. 10, 1978.

[3] *Adrianov, V. N., Bistriţkin, D. N., Vaşkevici, K. P., Sektorov, V. R.* Vetroelektriceskie ştanţii. Gosudarstvennoe Energeticeskoe Izdatelstvo, Moskva-Leningrad, 1960.

[4] *Allison, H. Jack.* An electrical generator with a variable speed input-constant frequency output. Oklahoma State University, Stillwater, Oklahoma. Wind Energy Conversion Systems. Work Shop Proceedings. N.S.F./NASA, June 1973, Washington.

[5] *Reitan, D. K.* Wind-powered asynchronaus AC/DC/AC converter system University of Wisconsin, Madison, Wisconsin. Wind Energy Conversion Systems. În : Work Shop Proceedings. N.S.F./NASA, June 1973, Washington.

[6] *Budişan, N.* Unele rezultate experimentale asupra funcţionării maşinii asincrone în regim de generator de frecvenţă variabilă. Studii şi cercetări, Ştiinţe tehnice, Academia R.S.R. Baza de cercetări ştiinţifice Timişoara, **Tom. VI**, 1959, nr. 3—4.

[7] *Dubenski, A. A.* Nekotorie voprosi teorii i primenenia samovozbujdaiuşcegosia asinhronnogo generatora peremennoi ciastoti. Dissertaţia na soiskanie ucenoi stepeni kandidata tehniceskîh nauk, Moskovski Energeticeski Institut, 1946.

[8] *Gyulai, Fr.* Scheme de calcul pentru circuitele hidraulice ale centralelor eoliene cu captator cilindric. Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, Laboratorul de maşini hidraulice, Referat, 1979.

[9] *Sisak, E.* Procedeu şi captator de energie eoliană. Certificat de inventator. Republica Socialistă România, Nr. 70225/15.03.1979.

[10] *Preda, I., Sisak E., Budişan N.* Studium der Verwirklichung von selbständigen automatisierten Kleinwasserkraftwerken. Mitteilungen der Konferenz für Wasserkraftmaschinen, September 1964, Zweiter Tel. Laboratorium für Wasserkraftmaschinen, Timişoara, Rumänien.

[11] *Budişan, N.* Contribuţii la calculul caracteristicilor generatorului asincron excitat de la surse conectate în paralel. Studii şi cercetări, Ştiinţe Tehnice, Academia R.S.R., Baza de cercetări ştiinţifice Timişoara, **Tom VII**, 1960, Nr. 1—2.

[12] *Budişan, N.* Calculul caracteristicilor generatorului asincron cu excitaţie capacitivă avind tensiunea stabilizată prin varierea vitezei de antrenare. Studii şi cercetări, Ştiinţe tehnice, Academia R.S.R., Baza de cercetări ştiinţifice Timişoara, **Tom VII**, 1960, Nr. 3—4.

[13] *Budişan, N., Albu, A., Warinsky, Cr., Kämpfer, H., Tibescu, O., Slabu, Fl., Zwick, H.* Studiul unui grup hidroelectrogen autonom automatizat. Buletin ştiinţific studenţesc. Institutul politehnic Timişoara, 1969.

[14] *Babescu, M., Novac, I.* Performanţele generatorului asincron dintr-o microcentrală cuplată la sistemul energetic. Energetica. Nr. 7, 1980.

CZ 621.3.042

SCHEME ECHIVALENTE
PARAMETRI OMOGENI
FUNCŢII DE CIRCUIT

Scheme echivalente cu parametri omogeni şi aplicarea lor în analiza topologică a circuitelor electrice

MARIUS PREDA, MIHAI IORDACHE, IOANA DOROBANŢU * — BUCUREŞTI

Introducere

În prezenta lucrare se propun noi scheme echivalente formate numai din surse de curent comandate în tensiune ($I(U)$) şi nulori pentru : sursele de tensiune comandate în curent ($U(I)$), sursele de tensiune comandate în tensiune ($U(U)$) şi sursele de curent comandate în curent ($I(I)$). Se arată că aceste noi scheme echivalente se pot folosi în analiza topologică a circuitelor electrice, permiţînd o simplificare şi o tratare unitară a calculului tuturor celor patru tipuri de funcţii de circuit (impedanţa de transfer Z_{ei}, admitanţa de transfer Y_{ei}, factorul de transfer (amplificare) în tensiune $A_{U,ei}$, factorul de transfer (amplificare) în curent $A_{I,ei}$).

Folosind pentru toate tipurile de surse comandate scheme echivalente alcătuite numai din surse de curent comandate în tensiune şi nulori, analiza topologică se simplifică mult prin aceea că în formula topologică (3) (v. § 1) intervin numai două tipuri de arbori. Circuitul analizat poate conţine : oricare din cele patru tipuri de surse comandate, nulori, giratoare, invertoare de curent, invertoare de tensiune, transformatoare ideale, cuplaje magnetice şi, în general, orice element de circuit multipol sau multiport care prezintă o schemă echivalentă cu elemente de circuit dipolare, nulori şi surse comandate.

Prof. dr. ing. *Preda M.*, dr. ing. *Iordache, M.* şi ing. *Dorobanţu, I.* — Institutul politehnic — Bucureşti.

Se ştie, [1], că orice circuit electric cu nulori (perechi nulatoare-noratoare) în care tensiunile şi intensităţile curenţilor au valori finite, cazul circuitelor electrice echivalente care intervin în tehnică, se pot obţine prin trecere la limită dintr-un circuit electric cu surse de curent comandate în tensiune $J_c = Y_{cC}\, U_C$, considerînd $Y_{cC} \to \infty$.

În lucrarea [2] se prezintă o tratare topologică unitară a circuitelor electrice cu oricare din cele patru tipuri de surse comandate, pornind de la descrierea tuturor surselor comandate prin aceleaşi tipuri de parametrii Y sau Z. Lucrarea [3] preia ideea expusă în [2] şi se aplică aceeaşi descriere a surselor comandate de reacţie corespunzătoare diportului intrare-ieşire ca şi pentru sursele comandate din interiorul circuitului analizat, ne mai fiind necesară pasivizarea diportului intrare-ieşire corespunzătoare fiecărei funcţii de circuit calculată.

1. Scheme echivalente cu parametri omogeni şi utilizarea lor în calculul funcţiilor de circuit

În tabelul 1 se prezintă, pentru fiecare tip de sursă comandată, schema echivalentă formată numai din surse de curent comandate în tensiune şi nulori. Ţinînd seama de comportarea surselor de curent comandate în tensiune, a nulatoarelor şi a noratoarelor din punctul de vedere al curentului şi respectiv al tensiunii, [1, 2, 4], în ultimele două coloane ale tabelului 1 se prezintă modul de conectare a admitanţelor de transfer corespunzătoare fiecărui tip de sursă comandată, la poarta comandată şi respectiv la poarta de comandă.

Oricare din cele patru tipuri de funcţii de circuit ale unui circuit cu nulori şi surse de curent comandate în tensiune F_N se poate obţine, [1, 4], din formula topologică universală cu arbori neorientaţi :

$$F = -\frac{T_1}{T_p}, \tag{1}$$

printr-o trecere la limită care face ca toate admitanţele de transfer (de comandă) ale surselor de curent corespunzătoare nulorilor să tindă la infinit :

$$F_N = \lim_{Y_{cC} \to \infty} \frac{T_1}{T_p}. \tag{2}$$

În figura 1 se prezintă modul de tratare a nulorilor ca surse de curent comandate în tensiune cu admitanţă de transfer infinită.

Dacă se consideră termenii T_1 şi T_p dezvoltaţi după formula Feussner, [1, 4], în raport cu toate „laturile" Y_{cC}, se obţine formula topologică universală cu arbori neorientaţi pentru circuite cu nulori şi surse de curent comandate în tensiune :

$$F_N = -\frac{T_{1N}}{T_{pN}}, \tag{3}$$

unde : T_{1N} — este suma algebrică a valorilor perechilor de arbori comuni care conţin latura unitate l_c şi laturile unitate l_{cN} asociate noratoarelor în arborele laturilor comandate, respectiv latura unitate l_C şi laturile unitate l_{Cn} ale nulatoarelor în arborele laturilor de comandă asociate nulatoarelor (fig. 1); T_{pN} — este suma algebrică a valorilor perechilor de arbori comuni care, în graful cu diportul intrare-ieşire pasivizat corespunzător cu funcţia de circuit ce urmează a fi determinată, conţine laturile unitate asociate nulorilor.

Formula topologică universală (3) se poate demonstra simplu folosind metoda prezentată în [1] sau cea expusă în [2].

De asemenea, sursele comandate de reacţie corespunzătoare celor patru tipuri de funcţii de circuit, asociate diportului intrare-ieşire, se pot trata la fel ca şi cele din interiorul circuitului analizat (tabelul 1), utilizînd scheme echivalente cu nulori şi surse de curent comandate în tensiune. În acest caz, pentru calculul celor patru funcţii de circuit sînt necesare formule diferite [3].

Deoarece în fiecare termen al mărimilor T_{1N} şi T_{pN} apar toate laturile unitate, se simplifică mult determinarea perechilor de arbori comuni. Într-adevăr, aceasta face să nu mai fie necesară pasivizarea unor laturi cu nulori neconţinute (deoarece toate aceste laturi sînt conţinute).

Deci, folosind pentru un circuit electric oarecare schema sa echivalentă cu nulori şi surse de curent comandate în curent, analiza topologică se simplifică mult prin aceea că în formula topologică universală (3) intervin numai două tipuri de arbori. În numărătorul T_{1N} intervin numai perechile de arbori comuni care conţin toate laturile unitate (atît cea a diportului

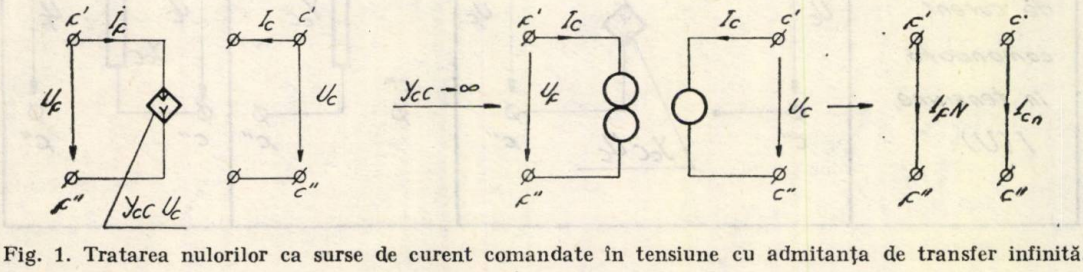
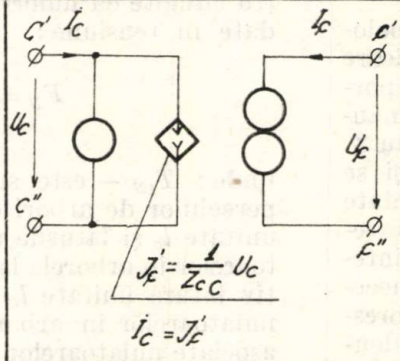
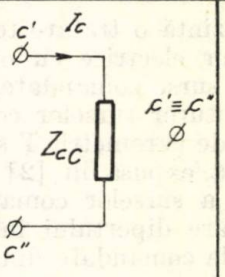
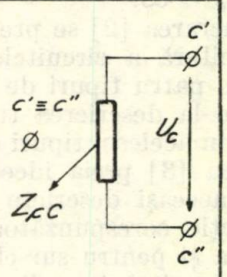
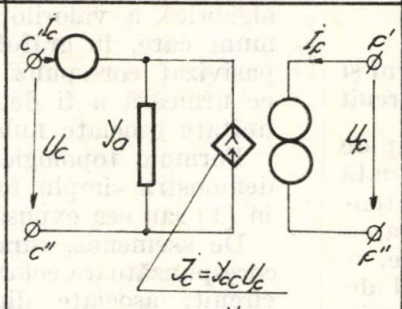
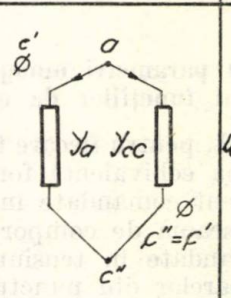
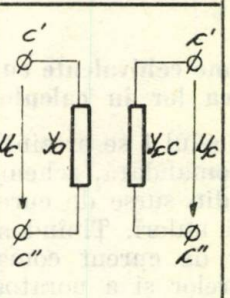
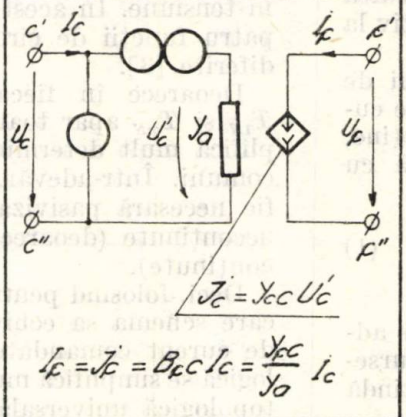
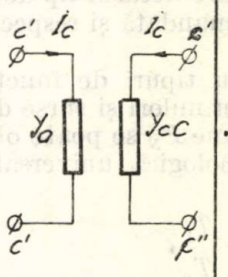
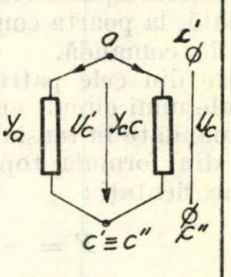
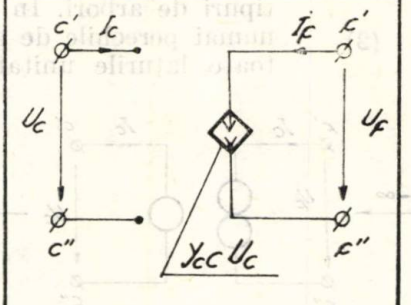
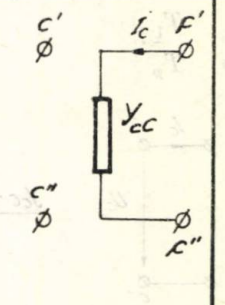
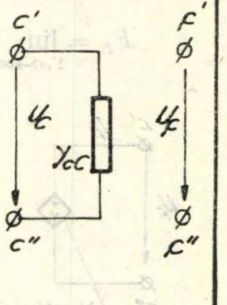


Fig. 1. Tratarea nulorilor ca surse de curent comandate în tensiune cu admitanţa de transfer infinită.

Tabelul 1

Tipul sursei comandate	Schema echivalentă cu nulori și surse de curent comandate în tensiune	Comportarea din punctul de vedere al curentului, respectiv tensiunii.	
		Curent (I)	Tensiune (U)
Sursă ideală de tensiune comandată în curent, U(i).			
Sursă ideală de tensiune comandată în tensiune, U(U).			
Sursă ideală de curent comandată în curent, I(I).			
Sursă ideală de curent comandată în tensiune, I(U).			

intrare-ieşire cît şi cele ale nulorilor). În numitorul T_{pN} intervin numai arborii comuni care conţin laturile unitate ale nulorilor. În formula topologică universală (3) cu arbori neorientaţi se menţine însă dificultatea determinării factorului de semn al fiecărui termen. Mai mult pentru fiecare termen numărul părţilor principale este relativ mare (egal cu numărul total al nulorilor pentru T_{pN}, respectiv cu acest număr mărit cu o unitate pentru termenii din T_{1N}), ceea ce complică determinarea factorului de semn [1, 4]. Această dificultate se poate depăşi dacă pentru determinarea factorului de semn se utilizează metoda prezentată în [5]. Această metodă este o metodă directă şi simplă de determinare a factorului de semn corespunzător perechilor de arbori comuni, metodă ce utilizează o tehnică de calcul cu matrice rare.

2. Exemplu de calcul

Fie amplificatorul cu un tranzistor reprezentat în figura 2. Circuitul echivalent, în operaţional, pentru semnale mici, frecvenţe joase (utilizînd pentru sursa de tensiune comandată în

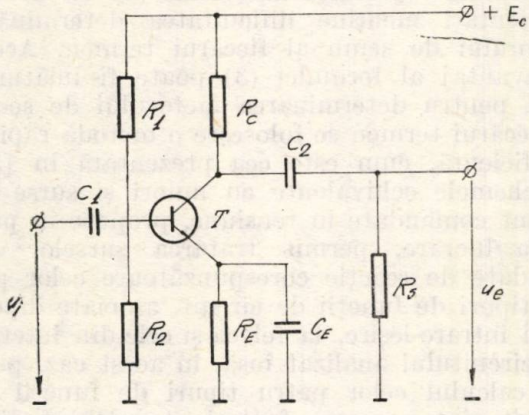


Fig. 2. Schema de principiu a unui amplificator cu un tranzistor.

tensiune şi pentru sursa de curent comandată în curent, din schema echivalentă cu parametri hibrizi ai tranzistorului T, schemele echivalente cu nulori şi surse de curent comandate în tensiune respective, din tabelul 1) al amplificatorului din figura 2 este cel indicat în figura 3, unde :

$$Y_1 = \frac{1}{R_b},\quad R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},\quad Y_2 = \frac{1}{h_{11e}},\quad \frac{Y_{a1}}{Y_{c1}} =$$

$$= \frac{Y_{a1}}{Y_{C1}} = h_{12e},\quad \frac{Y_{c2}}{Y_{a2}} = \frac{Y_{C2}}{Y_{a2}} = h_{21e},\quad Y_3 = \frac{1}{R_C},\quad Y_4 =$$

$$= \frac{1}{R_s} \text{ şi } Y_5 = h_{22e}.$$

Se cere să se determine amplificarea în tensiune :

$$A_{U,ei} \triangleq \frac{U_e}{U_i}, \tag{4}$$

unde U_e, U_i reprezintă transformantele Laplace ale tensiunii de ieşire, respectiv de intrare.

Graful circuitului echivalent din figura 3 este reprezentat în figura 4 a. Mulţimea arborilor comuni care conţin latura unitate l_c şi laturile unitate l_{cN} asociate noratoarelor în arborii laturilor comandate, respectiv latura unitate l_C şi laturile unitate l_{Cn} ale nulatoarelor în arborii laturilor de comandă asociate nulatoarelor este :

$$\mathcal{A}_1^c = \{(l_c\, l_{cN1}\, l_{cN2}\, Y_{c1}\, Y_{c2} Y_2, l_C\, l_{Cn1}\, l_{Cn2}\, Y_{C1}\, Y_{C2}\, Y_2)\}. \tag{5}$$

Graful G_p al circuitului echivalent din figura 3 cu diportul intrare-ieşire pasivizat corespunzător factorului de amplificare în tensiune, este reprezentat în figura 4 b şi mulţimea arborilor comuni care conţin toate laturile unitate asociate nulorilor este :

$$\mathcal{A}_p^c = \{(l_{cN1}\, l_{cN2}\, Y_{a1}\, Y_{c2}\, Y_2, l_{Cn1}\, l_{Cn2}\, Y_{a2}\, Y_{C2}\, Y_2);$$
$$(l_{cN1}\, l_{cN2}\, Y_{c1}, Y_{a2}\, Y_3, l_{Cn1}\, l_{Cn2}\, Y_{C1}\, Y_{a2}\, Y_3);\ (l_{cN1}\, l_{cN2}$$
$$Y_{c1}\, Y_{a2}\, Y_4, l_{Cn1}\, l_{Cn2}\, Y_{C1}, Y_{a2}\, Y_4);\ (l_{cN1}\, l_{cN2}\, Y_{c1}\, Y_{a2}$$
$$Y_5, l_{Cn1}\, l_{Cn2}\, Y_{C1}\, Y_{a2}\, Y_5)\}. \tag{6}$$

Folosind metoda de determinare a factorului de semn din [5], pentru fiecare din perechile

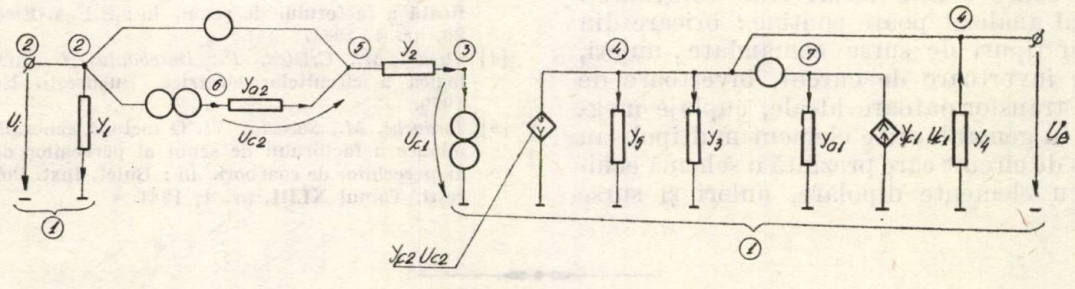


Fig. 3. Schema echivalentă cu nulori şi surse de curent comandate în tensiune.

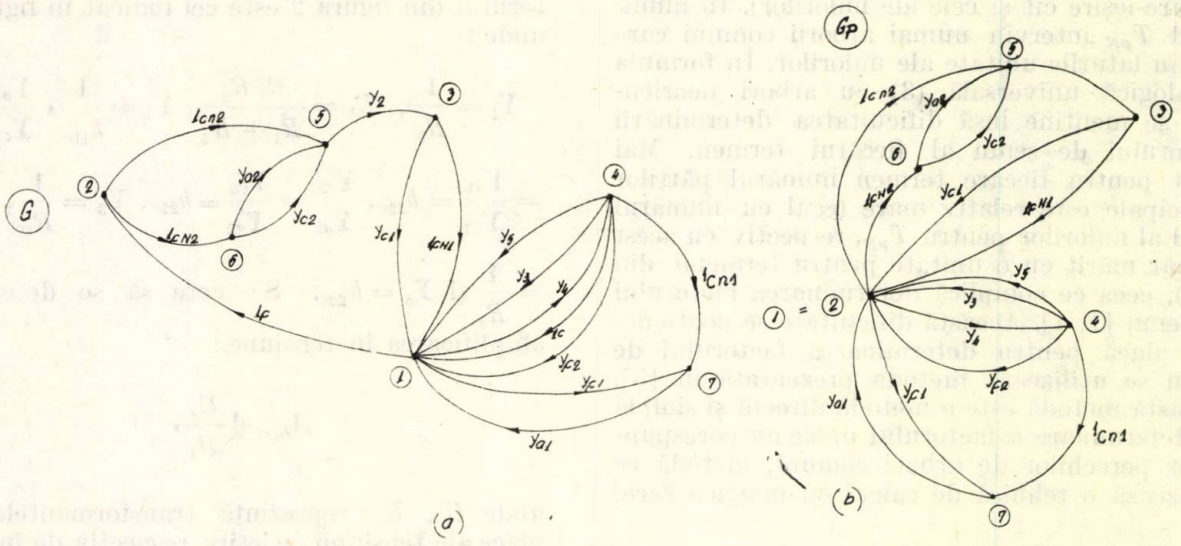


Fig. 4. Grafurile circuitului: a — graful G, corespunzător calculului numărătorului funcție de circuit; b — graful G_p corespunzător calculului numitorului funcție de circuit.

de arbori comuni (5) și (6) și ținînd seama de semnificația fiecărei admitanțe, rezultă:

$$A_{U,ei} = -\frac{T_1}{T_p} = -$$

$$-\frac{h_{21e} R_C R_s}{h_{11e}(R_C + R_s) + R_C R_s (h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e})}. \quad (7)$$

3. Concluzii

Înlocuirea tuturor surselor comandate cu scheme echivalente alcătuite numai din nulori și surse de curent comandate în tensiune conduce la o simplificare și la o tratare unitară a calculului celor patru tipuri de funcții de circuit (impedanța de transfer Z_{ei}, admitanța de transfer Y_{ei}, factorul de transfer (amplificare) în tensiune A_{Uei}, factorul de transfer (amplificare) în curent $A_{I,ei}$). Simplificarea rezultă din faptul că în fiecare termen al mărimilor T_{1N} și T_{pN}, din formula topologică universală (3), apar toate laturile unitate ceea ce facilitează mult determinarea perechilor de arbori comuni. Aceasta face să nu mai fie necesară pasivizarea unor laturi de nulori neconținute (deoarece toate aceste laturi sînt conținute).

Circuitul analizat poate conține: oricare din cele patru tipuri de surse comandate, nulori, giratoare, invertoare de curent, invertoare de tensiune, transformatoare ideale, cuplaje magnetice și, în general, orice element multipol sau multiport de circuit care prezintă o schemă echivalentă cu elemente dipolare, nulori și surse comandate. Astfel de circuite sînt, în general, cele mai complexe circuite electrice întîlnite în practică.

Formula topologică universală (3) cu arbori neorientați menține dificultatea determinării factorului de semn al fiecărui termen. Acest dezavantaj al formulei (3) poate fi înlăturat dacă pentru determinarea factorului de semn al fiecărui termen se folosește o metodă rapidă și eficientă, cum este cea prezentată în [5].

Schemele echivalente cu nulori și surse de curent comandate în tensiune, propuse în prezenta lucrare, permit tratarea surselor comandate de reacție corespunzătoare celor patru tipuri de funcții de circuit, asociate diportului intrare-ieșire, la fel ca și cele din interiorul circuitului analizat însă, în acest caz, pentru calculul celor patru tipuri de funcții de circuit sînt necesare formule topologice diferite.

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P.* Bazele electrotehniii, **vol. II**, București, Ed. didactică și pedagogică, 1980.

[2] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneous parameters. În: Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg., nr. 4, 1980.

[3] *Preda, M., Dorobanțu, I., Iordache, M.* Formule topologice cu parametri omogeni și determinarea simplificată a factorului de semn. În: E.E.A.-Electrotehnica **29**, nr. 4, 1981.

[4] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice. București, Ed. tehnică, 1979.

[5] *Iordache, M., Socaciu, Vl.* O metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori. În: Bulet. Inst. Polith. București, Tomul **XLIII**, nr. 1, 1981.

CZ 621.3.042.39

CIRCUIT DE COMUTAȚIE ÎN C.C.
REGIM DINAMIC DE DECONECTARE

Simularea numerică a fenomenelor tranzitorii la comutația statică în curent continuu

MIHAI ȘERBĂNESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Una dintre tendințele care a apărut odată cu dezvoltarea semiconductoarelor de putere, a fost introducerea ventilelor comandabile în tehnica comutației.

Deși acestea prezintă o serie de limitări cum sînt sensibilitatea la $\frac{di}{dt}$, capacitatea redusă de suprasarcină, costul mai ridicat, pierderile de energie în exploatare, marile avantaje ale semiconductoarelor — în esență, fiabilitatea deosebită, viteza de comutație ridicată, dimensiunile și greutatea reduse — au făcut ca acestea să pătrundă deja în unele domenii din tehnica comutației de putere [1]. Unul dintre aceste domenii este transportul energiei în curent continuu, în special pentru vehiculele urbane alimentate prin linii electrice [2].

Schema tipică de comutator static în care tiristorul poate fi utilizat atît ca ventil cît și ca întreruptor [3], este prezentată în figura 1. În această configurație sursa de tensiune con-

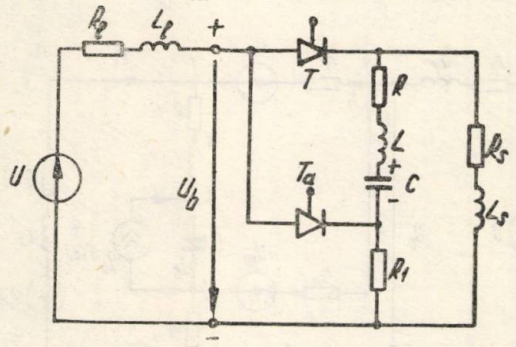


Fig. 1. Comutator static pentru curent continuu.

tinuă U alimentează prin linia de parametri R_l și L_l și prin intermediul tiristorului principal T, sarcina de rezistență R_s și inductivitatea L_s. Tiristorul auxiliar T_a și grupul R, L, C alcătuiesc circuitul de stingere. La amorsarea lui T_a, condensatorul C se descarcă injectînd un curent invers prin T și blocîndu-l. Rezistența R_1 servește la încărcarea condensatorului C în prima parte a intervalului de timp în care T conduce.

* Dr. ing. *Șerbănescu, M.* este șef de lucrări la Facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic — București.

Una dintre problemele principale ce se ivesc la utilizarea acestui circuit este apariția supratensiunilor de comutație la bornele tiristorului T și ale sarcinii R_s, L_s.

Deși tiristorul este un element care poate disipa în conducție puteri mari, iar blocat poate ține tensiuni de ordinul kilovolților, o supratensiune inversă de foarte scurtă durată îl distruge dacă aceasta depășește o anumită valoare. În figura 2 este reprezentat modul de variație a tensiunii la bornele tiristorului în procesul de blocare [4].

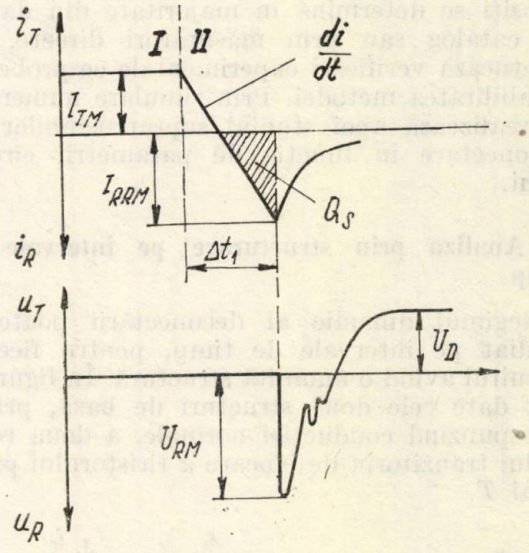


Fig. 2. Regimul dinamic de blocare a tiristorului principal T.

Se observă că supratensiunea de comutație U_{RM} apare în momentul în care este eliminată toată sarcina Q_s stocată în joncțiunile tiristorului și rezistența sa electrică crește brusc.

Problema simulării regimului dinamic de blocare a tiristorului în scopul determinării supratensiunii la borne, trebuie să ia în considerație personalitatea tiristorului pe durata comutației. Tratarea sa ca un element ideal, cu rezistență neglijabilă pe durata conducției și brusc infinită odată cu comanda de blocare este departe de realitate la regimuri dinamice rapide. Ca urmare au fost concepute o serie de modele ale tiristorului.

Cele mai multe modele au fost create pentru joasă frecvență, deci pentru deconectări

lente ce consideră că blocarea tiristorului are loc la atingerea curentului de menținere I_H [5]. Cele mai detaliate modele existente în momentul de față [6, 7], sînt circuite complexe constituite din elemente pasive și active. Acestea necesită însă rutine complicate de integrare și mai ales au nevoie de numeroși parametri ai tiristorului, dintre care foarte puțini pot fi obținuți prin măsurători directe. Ceilalți se pot afla cunoscînd procesul de fabricație, așadar o condiție deobicei prohibitivă.

În lucrarea de față se utilizează metoda analizei prin structurare pe intervale de timp [8—10]. Prin luarea în considerație a sarcinii stocate Q_S, se face posibilă modelarea apariției curentului invers I_{RRM} la stingerea tiristorului, iar rezistența sa rapid crescătoare din momentul eliminării purtătorilor de sarcină stocați este luată în considerație prin reevaluare pe intervale foarte scurte de timp. Metoda permite o simulare comodă a deconectării cu ajutorul calculatorului digital, iar parametrii folosiți se determină în majoritate din datele de catalog sau prin măsurători directe. Se efectuează verificări experimentale ce probează valabilitatea metodei. Prin simulare numerică, se realizează apoi studiul supratensiunilor de deconectare în funcție de parametrii circuitului.

1. Analiza prin structurare pe intervale de timp

Regimul dinamic al deconectării poate fi studiat pe intervale de timp, pentru fiecare circuitul avînd o anumită structură. În figura 3 sînt date cele două structuri de bază, prima corespunzînd conducției normale, a doua regimului tranzitoriu de blocare a tiristorului principal T.

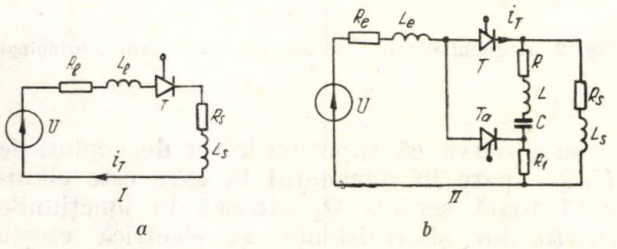


Fig. 3. Structurile echivalente circuitului cu comutator static.
I. Regim de conducție normală.
II. Regim de blocare a tiristorului principal T.

În timpul în care sarcina este străbătută de curentul de serviciu i_T, circuitul de stingere (Ta, R, L, C) este inactiv, deci nu apare în structura I.

Structura II cuprinde toate elementele circuitului, dar îi este specifică rezistența variabilă în timp a tiristorului principal T. Studiul intervalului de timp II (fig. 2 și 4) se face pe

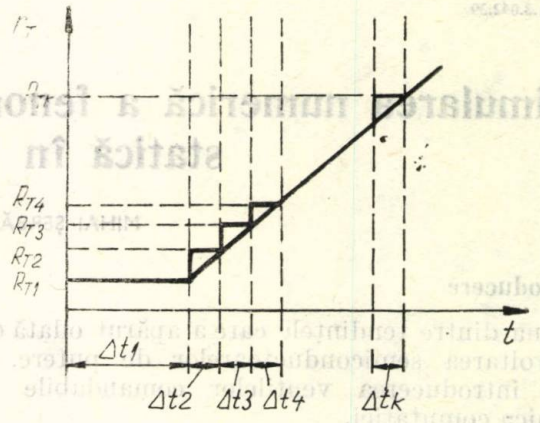


Fig. 4. Analiza pe subintervale a rezistenței tiristorului T.

subintervale, pentru fiecare dintre ele rezistența tiristorului T considerîndu-se constantă.

În primul subinterval de durată Δt_1, tiristorul are rezistența dinamică practic constantă, la valori negative ale curentului funcționînd chiar ca generator pe seama purtătorilor de sarcină stocați. Apoi rezistența tiristorului crește brusc, într-o primă aproximație exponențial [4]. Ea poate fi considerată constantă pentru intervale scurte de timp, egale cu pasul de calcul utilizat.

Deoarece structura I este simplă, se va studia numai structura II corespunzătoare regimului tranzitoriu.

Schema echivalentă a acestei structuri (fig. 5) se obține prin următoarele înlocuiri :

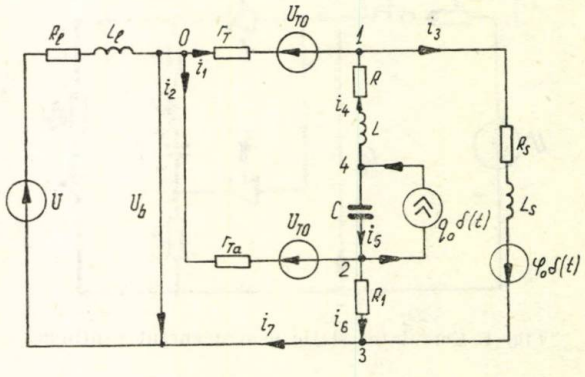


Fig. 5. Schema echivalentă structurii de regim tranzitoriu.

a. Tiristoarele în conducție sînt reprezentate prin rezistențele lor aparente (r_T, respectiv r_{Ta}), înseriate cu cîte o sursă de tensiune inversă U_{T0}. S-a liniarizat, așadar, caracteristica directă curent-tensiune a tiristoarelor.

b. Condensatorul inițial încărcat este reprezentat printr-un condensator fără sarcină inițială, conectat în paralel cu o sursă de curent.

c. Inductivitatea avînd flux inițial, este reprezentată printr-o inductivitate în serie cu o sursă de tensiune.

2. Modelarea matematică

Pentru modelarea matematică a circuitului echivalent din figura 5 s-a folosit *metoda tabloului* [11], echivalentă utilizării directe a ecuațiilor lui Kirchhoff.

Considerînd necunoscutele ca fiind curenții $i_1, \ldots, i_7$ și potențialele de noduri $v_1, \ldots, v_4$ (raportate la nodul de referință 0), se construiește vectorul necunoscutelor:

$$[X] = \begin{bmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_7 \\ v_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_4 \end{bmatrix} \tag{1}$$

Scriind teoremele lui Kirchhoff pentru nodurile $1, \ldots, 4$ și laturile $1, \ldots, 7$, se obține un sistem de ecuații care poate fi pus sub următoarea formă matriceală:

$$[A]\ [X] = [Y], \tag{2}$$

în care $[A]$ este un operator diferențial matriceal, iar $[Y]$ este vectorul surselor. Așadar:

$$[A] = \begin{array}{|cccccccccccc|}
\hline
r_T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & r_{T_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & R_s + L_s\frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & R + L\frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & C\frac{d}{dt} & 0 & -C\frac{d}{dt} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_l + L_l\frac{d}{dt} & 0 & 0 & -1 & 0 \\
\hline
1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\hline
\end{array} \tag{3}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} -U_{T0} \\ -U_{T0} \\ \varphi_{0s}\delta(t) \\ 0 \\ -q\delta(t) \\ 0 \\ U \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \varphi_{0l}\delta(t) \end{bmatrix}, \tag{4}$$

unde:

φ_{0s} și φ_{0l} sînt fluxurile magnetice inițiale corespunzătoare inductivităților L_s, respectiv L_l

q_0 — sarcina inițială a condensatorului C;

$\delta(t)$ — funcția lui Dirac.

Termenii matricii $[A]$ avînd forma generală:

$$a_{ij} = c_{ij} + d_{ij}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}, \qquad i, j = 1, \ldots, 11, \tag{5}$$

sistemul (2) se poate scrie astfel:

$$\sum_{j=1}^{11}\left(c_{ij}\,x_j + d_{ij}\frac{\mathrm{d}x_j}{\mathrm{d}t}\right) = y_i, \quad i = 1, \ldots, 11. \tag{6}$$

În vederea calculului numeric se folosește metoda lui Euler pentru exprimarea derivatelor. Deși aceasta este o metodă de ordinul 1 (folosește o singură valoare anterioară), ea se dovedește a fi cea mai rapid convergentă. La momentul t_n, derivata este exprimată în funcție de valoarea lui x_j din acel moment precum și de valoarea din momentul anterior t_{n-1}:

$$\left(\frac{\mathrm{d}x_j}{\mathrm{d}t}\right)_{t_n} = \frac{x_{j,n} - x_{j,n-1}}{h}, \tag{7}$$

unde h este pasul de timp folosit în calcul. Sistemul devine:

$$\sum_{j=1}^{11}\left(c_{ij} + \frac{\mathrm{d}_{ij}}{h}\right)x_{j,n} = \sum_{j=1}^{11}\frac{d_{ij}}{h}\,x_{j,n-1} + y_i, \tag{8}$$

sau:

$$[A_1]\ [X_n] = [B]\,[X_{n-1}] + [Y], \tag{9}$$

cu termenii matricei $[A_1]$ avînd forma generală:

$$a_{1ij} = c_{ij} + \frac{\mathrm{d}_{ij}}{h}, \tag{10}$$

iar cei ai matricei $[B]$ fiind:

$$b_{ij} = \frac{\mathrm{d}_{ij}}{h}. \tag{11}$$

Prin separarea vectorului surselor în doi vectori, unul $[Y_v]$ al surselor variabile în timp, celălalt $[Y_c]$ al surselor constante în timp, se obține:

$$[Y] = [Y_v] + [Y_c], \tag{12}$$

iar vectorul necunoscutelor la momentul t_n capătă forma

$$[X_n] = [A_1]^{-1}\,[B]\,[X_{n-1}] + [A_1]^{-1}\,[Y_v] + [A_1]^{-1}\,[Y_c]. \tag{13}$$

Cu notațiile:

$$[A_2] = [A_1]^{-1};\ [T] = [A_1]^{-1}\,[B] = [A_2]\,[B],$$
$$[P] = [A_2]\,[Y_c], \tag{14}$$

rezultă :

$$[X_n] = [T]\,[X_{n-1}] + [A_2]\,[Y_v] + [P]. \quad (15)$$

Se observă că vectorul necunoscutelor $[X_n]$ la momentul t_n depinde de valoarea sa $[X_{n-1}]$ la pasul anterior t_{n-1}, iar separarea vectorului $[Y]$ în $[Y_c]$ și $[Y_v]$ s-a efectuat deoarece $[P]$ este necesar a se calcula o singură dată.

3. Simularea numerică a deconectării și verificării experimentale

Organigrama folosită pentru calculul vectorului necunoscutelor $[X_n]$ este dată în figura 6. În afară de notațiile deja introduse, s-au mai folosit :

QSE — sarcina electrică stocată eliminată;

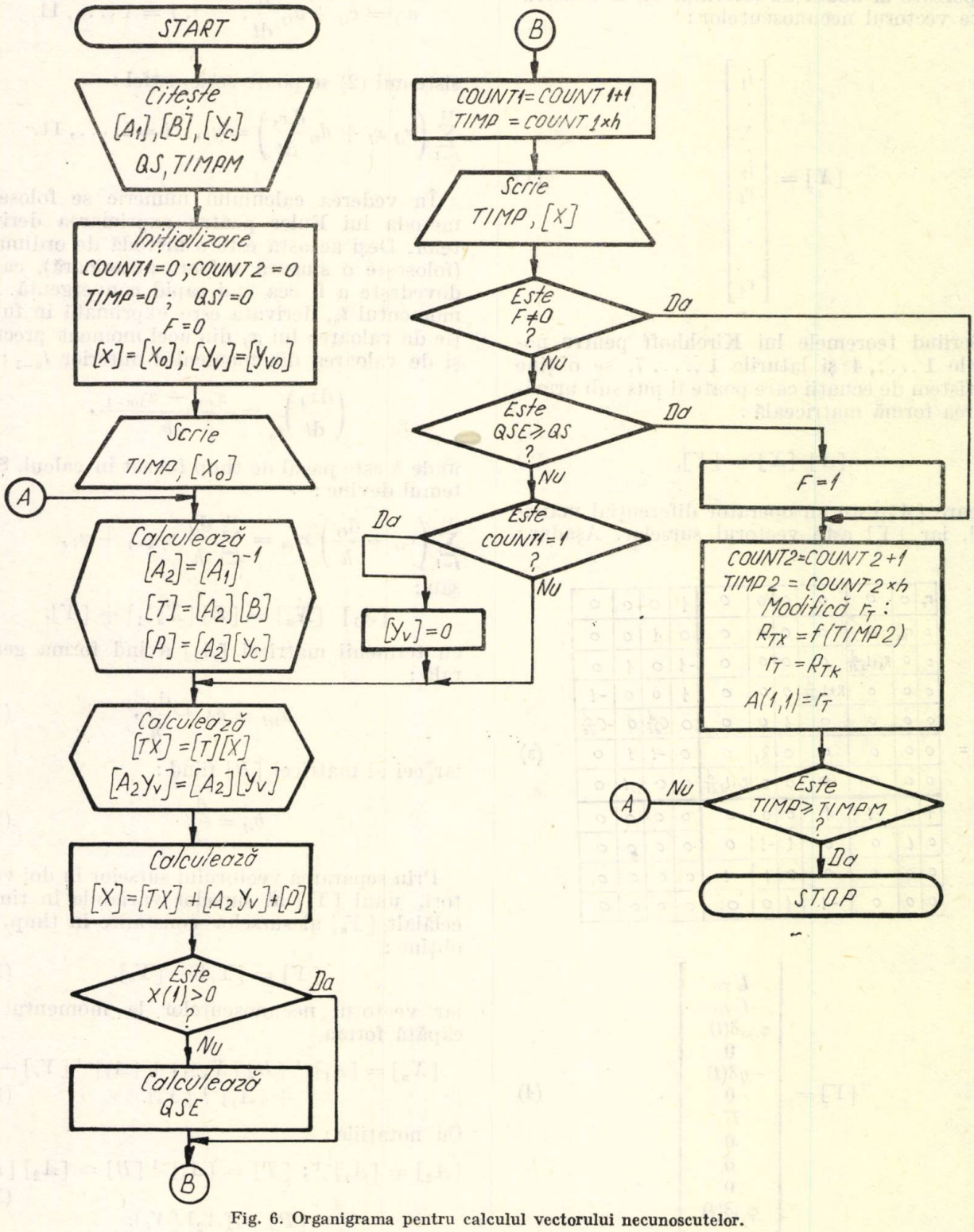
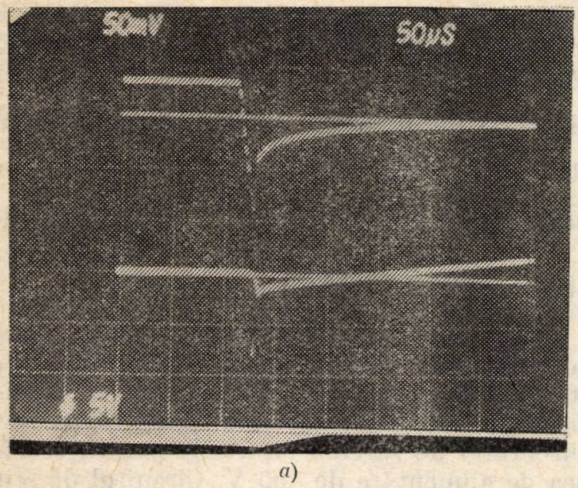
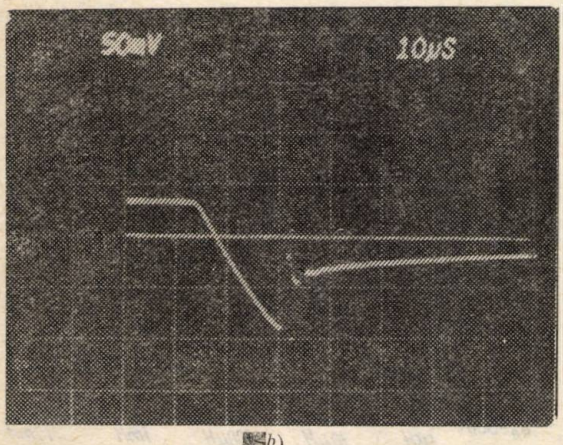


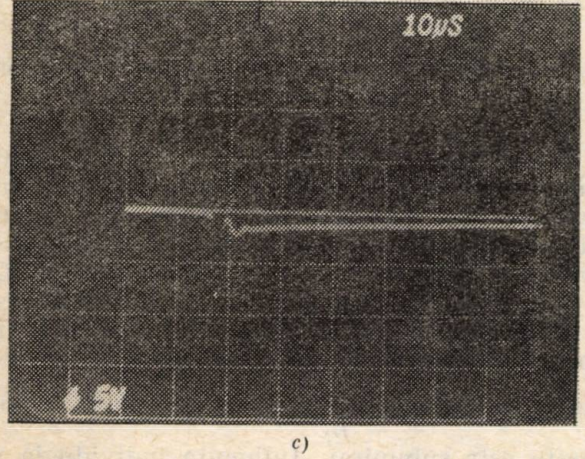
Fig. 6. Organigrama pentru calculul vectorului necunoscutelor.



a)



b)



c)

Fig. 7. Oscilogramele curentului prin tiristor și tensiunii la borne pentru deconectarea unei sarcini rezistive. Divizorul de tensiune folosit are raportul 1 : 10.

$R = 0{,}101\ \Omega$, $R_1 = 47\ \Omega$, $R_s = 3{,}4\ \Omega$,
$L = 14{,}5\ \mu H$, $R_l = 1\ \Omega$, $I_{TM} = 6$, A,
$C = 40\ \mu F$, $L_l = 20$ mH, $U_b = 20{,}4$ V.

TIMPM — intervalul de timp în care se studiază fenomenele ;

F — indicator de stare ;

COUNT 1, *COUNT* 2 — numărătoare ;

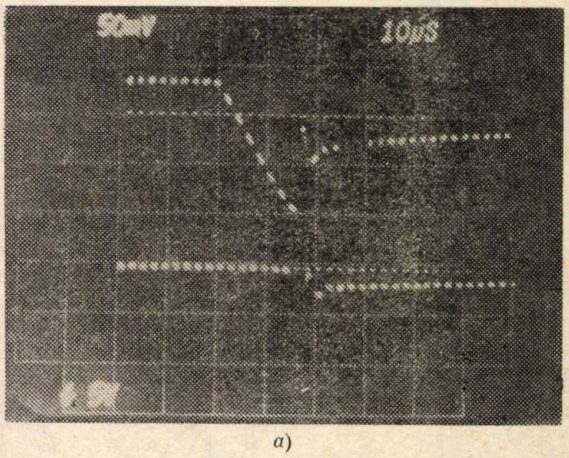
TIMP 2 — timpul considerat din momentul primei modificări a rezistenței tiristorului *T*.

S-a construit un model experimental folosind două tiristoare CKD T967 cu $I_{TAVM} = 800$ A. Deconectările s-au efectuat la valori mici ale tensiunii de alimentare și curentului, pentru măsurarea comodă a supratensiunilor la bornele tiristorului principal. Circuitul de stingere a fost dimensionat astfel încît să poată lucra nemodificat și la curenți mari, adică, condensatorul *C* să producă un curent suficient de intens, iar inductivitatea *L* să limiteze panta curentului sub 100 A/μs.

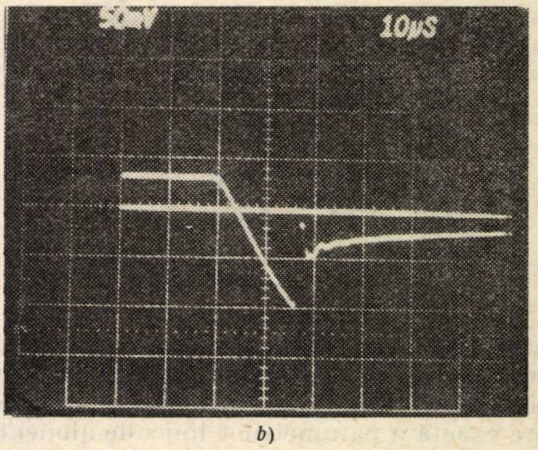
În figura 7 sînt date oscilogramele curentului prin tiristorul *T* și a tensiunii la bornele sale, pentru deconectarea unui curent de 6A. Deși sarcina este practic rezistivă, se observă apariția unei supratensiuni de —80V, tensiunea de alimentare fiind numai 20,4 V.

La introducerea unei inductivități în circuitul de sarcină (fig. 8), păstrînd același curent de serviciu (6 A), supratensiunea ajunge la 95 V. Se remarcă, așadar, o creștere față de cazul sarcinii rezistive, dar nu spectaculoasă. După cum se va arăta, aceasta se datorează existenței apriori a inductivității L_l a liniei, care face ca introducerea lui L_s să nu producă un salt în valoarea inductivității totale a circuitului.

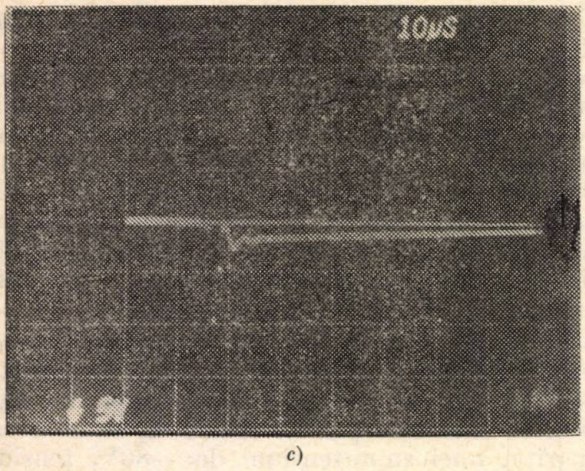
Pentru acest caz a fost efectuată și simularea numerică, cu un program scris în FOR-



a)



b)



c)

Fig. 8. Oscilogramele curentului prin tiristor și tensiunii la borne la deconectarea unei sarcini $R - L$.

$R_s = 4{,}4\,\Omega$; $L_s = 6{,}932$ mH ; $U_b = 26{,}4$ V.

TRAN bazat pe organigrama din figura 6. Rezultatele obținute sînt date în figura 9. Se observă o apropiere remarcabilă între curbele calculate și cele oscilografiate, în special în zonele de mai mare interes, adică cea a scăderii rapide a curentului sub zero și cea a supratensiunii de comutație. Eroarea de calcul a supratensiunii este sub 5% fiind considerată satisfăcătoare prin prisma dificultăților de evaluare exactă a parametrilor liniei de alimentare

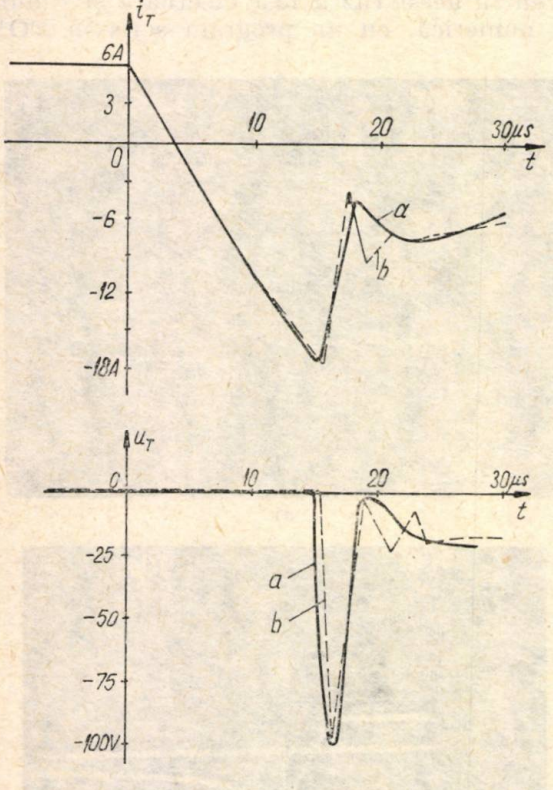


Fig. 9. Simularea numerică a deconectării unui curent de 6A : *a* — curbele calculate, *b* — curbele oscilografiate.

și mai ales a variabilității parametrilor tiristorului. Rezistența electrică a acestuia depinde de temperatura T_j a joncțiunii, de curentul I_{TM} care este întrerupt, de panta $\frac{di}{dt}$, de sarcina stocată Q_s, unii dintre acești parametrii fiind și interdependenți $\left(\text{de exemplu } Q_s \text{ depinde de } T_j, I_{TM} \text{ și } \frac{di}{dt}\right)$.

Cu această metodă de simulare s-au calculat supratensiunile la bornele tiristorului pentru o plaje largă de valori a inductivităților L_l și L_s existente în circuit. S-a ales cazul curentului de sarcină de 200 A pentru tensiunea de alimentare de 800 V. Circuitul de stingere nu a fost modificat. Rezultatele sînt prezentate în figura 10.

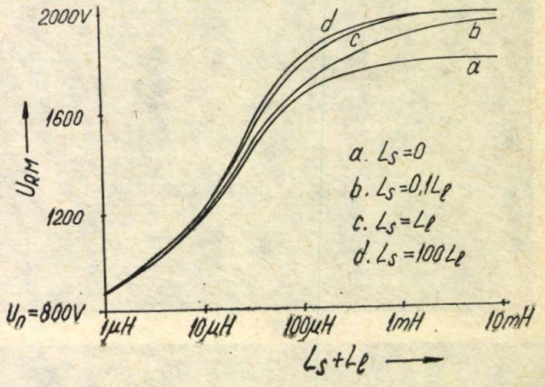


Fig. 10. Dependența supratensiunii la bornele tiristorului de inductivitățile circuitului principal.

Se observă că supratensiunea depinde în mod esențial de suma inductivităților circuitului principal. La valori foarte mici sau foarte mari ale acestei sume, supratensiunea nu depinde de raportul în care se află inductivitățile L_l și L_s, chiar în cazul limită în care una dintre ele este zero. Pentru suma $L_l + L_s$ aflată în domeniul $10\,\mu\text{H} \div 1\text{mH}$, supratensiunea depinde de raportul $\frac{L_e}{L_l}$, mai pregnant cînd acesta este subunitar. Influența individuală a inductivităților circuitului principal este însă mult mai slabă decît cea dominantă a sumei $L_l + L_s$.

4. Concluzii

S-a realizat simularea numerică a regimului dinamic de deconectare a comutatorului static cu tiristor. S-a utilizat metoda analizei prin structurare pe intervale de timp, iar pentru analiza circuitului echivalent s-a folosit metoda tabloului, sinonimă utilizării directe a ecuațiilor lui Kirchhoff.

Modelul numeric foloseşte în principal date de catalog sau măsurabile direct şi conduce la rezultate de precizie satisfăcătoare.

Studiul supratensiunilor de comutaţie la bornele tiristorului relevă slaba influenţă individuală a inductivităţilor circuitului principal, comparativ cu cea dominantă a sumei $L_l + L_s$.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980.

[2] *Heumann, K.* Halbleiterschalter für die Energietechnik. În : AEG—Telefunken, **48**, nr. 2/3, 1975, p. 106—118.

[3] *Dahlinger, D.* Thyroswitch — ein neuer Halbleiterchalter. În : AEG — Mitteilungen **56**, nr. 2, 1966, p. 117—121.

[4] *Hoffmann, A., Stocker, K.* Thyristor — Handbuch Siemens Aktiengesellschaft, 4. Auflage, 1976.

[5] *Ghani, S. N.* Low — frequency switching circuit model of a thyristor. În : Computer — Aided Design, **11**, nr. 5, sept. 1979, p. 281—288.

[6] *Williams, B. W.* State-space thyristor computer model. În : Procedeengs I.E.E., **124**, nr. 9, sept. 1977, p. 743—746.

[7] *Bowers, J. C., Nienhaus, H. E.* Model for highpower SCRs extends range of computer — aided designs. În : Electronics, nr. 50, apr. 1979, p. 100—105.

[8] *Grötzbach, M.* D. C. chopper circuits with a structure different in intervals. „2nd IFAC — Symposium : „Control in Power Electronics and Electrical Drives", Düsseldorf, 1977.

[9] *Lee, F., Yu, Y.* Computer — aided analysis and simulation of switched dc — dc converters. În : IEEE, Trans. on Ind. Apl., **IA—15**, nr. 5, sept./oct. 1979, p. 511—520.

[10] *Voss, H.* Programm zur berechnung der Strom-und Spannungsverläufe eines Gleichstromstellers. Bericht nr. 93, Inst. für Allg. Elektrotechnik, Tech. Universität Berlin, 1980.

[11] *Flueraşu, C.* Programme Resel. Documentation Inst. Politeh. Bucureşti, 1981.

CZ 621.3.042

INSTALAŢII DE ÎNCERCARE
CIRCUIT REZONANT SERIE
ÎNCERCĂRI ÎN UZINĂ ŞI LA LOCUL DE MONTAJ

Utilizarea instalaţiilor de încercare cu circuit rezonant serie în tehnica tensiunilor înalte

ANDREI MARINESCU, GEORGE OPRAN,
ECATERINA STĂNESCU, DORIN POPA* — CRAIOVA

Introducere

În prezent încercarea cu tensiune alternativă, precum şi măsurarea descărcărilor parţiale la echipamentul electric de înaltă tensiune se realizează cu ajutorul unui transformator de încercare ridicător.

Apariţia instalaţiilor capsulate în SF_6 şi a cablurilor de transport de lungimi şi tensiuni din ce în ce mai mari, impun elaborarea unor noi metode de încercare, pe cît posibil unificate, atît în fabrica constructoare cît şi la locul de montaj al acestora [1].

Încercarea sarcinilor capacitive mari prin metoda clasică necesită transformatoare de încercare ridicătoare cu puteri de la cîteva sute pînă la cîteva mii de kVA. Utilizarea acestei metode de încercare pe lîngă faptul că implică folosirea unui utilaj cu dimensiuni însemnate şi cu consum mare de materiale care îl fac greu transportabil, conduce şi la un consum mare de energie reactivă. De cele mai multe ori reţeaua de distribuţie existentă la locul de montaj nu poate furniza energia necesară şi chiar atunci tensiunea de alimentare trebuie reglată printr-o metodă oarecare.

Pentru micşorarea energiei absorbite din reţea s-ar putea utiliza combinaţia unui transformator ridicător cu o reactanţă reglabilă cu miez de fier ca în figura 1, soluţie care, evident, nu poate fi luată în consideraţie pentru încercările la locul de montaj.

În aceste condiţii apare ca raţională utilizarea circuitului rezonant serie la încercarea

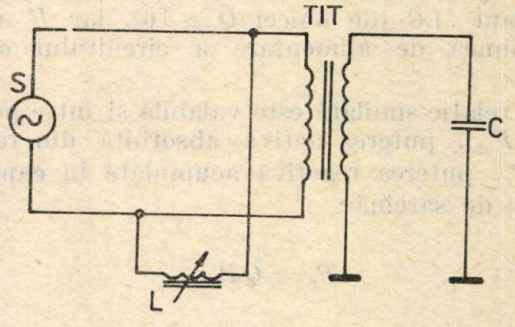


Fig. 1. Schema clasică de încercare cu tensiune alternativă a sarcinilor capacitive. *S* — sursa de alimentare ; *TIT* — transformator de încercare de înaltă tensiune ; *C* — obiectul de încercat ; *L* — inductivitate reglabilă pentru compensarea sarcinii reactive a obiectului de încercat.

* Dr. ing. *A. Marinescu*, ing. *G. Opran*, ing. *E. Stănescu* şi ing. *D. Popa* — CCSIT — Electroputere-Craiova.

cu tensiune alternativă a sarcinilor capacitive.

În continuare se face o succintă prezentare a proprietăţilor acestor scheme de încercare, se descrie instalaţia modulară realizată în laboratorul de înaltă tensiune al CCSIT-Electroputere şi în final se prezintă aplicaţiile acestora.

1. Funcţionarea circuitului rezonant serie (CRS) ca instalaţie de încercare cu tensiune alternativă

Schema simplificată a acestui circuit este prezentată în figura 2 unde C reprezintă capacitatea echivalentă a obiectului de încercat. Prin reglarea inductivităţii L, circuitul LC

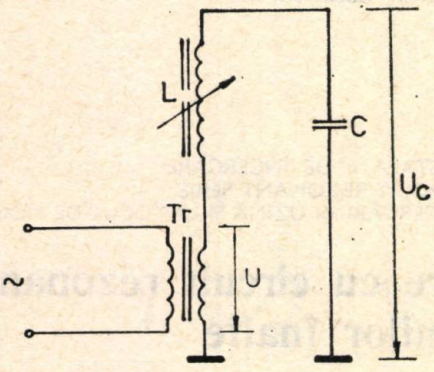


Fig. 2. Schema de principiu a instalaţiei de încercare cu circuit rezonant serie. Explicaţii în text.

este acordat la rezonanţă pe frecvenţa tensiunii de alimentare introdusă în circuit prin transformatorul de injecţie Tr.

Tensiunea de încercare la rezonanţă este dată de relaţia:

$$U_c = QU, \tag{1}$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului oscilant LC (de obicei $Q > 10$), iar U este tensiunea de alimentare a circuitului oscilant.

O relaţie similară este valabilă şi între puterile P_{abs}, puterea activă absorbită din reţea şi P_r, puterea reactivă acumulată în capacitatea de sarcină:

$$P_r = QP_{abs}. \tag{2}$$

Relaţiile (1) şi (2) evidenţiază cele două atribute majore ale CRS la utilizarea ca instalaţie de încercare pentru sarcini capacitive şi anume:

— multiplicarea de Q ori a tensiunii de alimentare;

— diminuarea de Q ori a puterii reactive absorbite din reţea.

1.1. Funcţionarea CRS real

În realitate atît inductorul reglabil L, cît şi obiectul de încercat C au pierderi care nu pot fi neglijate.

În figura 3 se prezintă o schemă echivalentă valabilă la frecvenţă constantă în care inter-

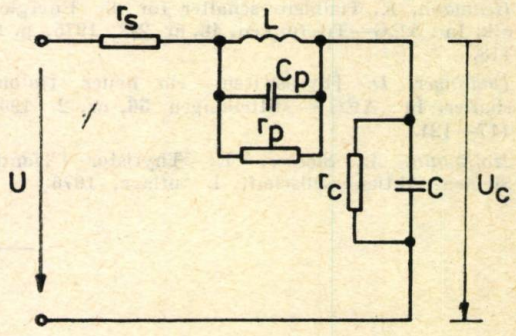


Fig. 3. Schema echivalentă a instalaţiei de încercare cu circuit rezonant serie. Explicaţii în text.

vin pierderile în miezul feromagnetic şi în înfăşurarea inductorului, cît şi pierderile în obiectul de încercat.

Dacă se neglijează pentru început influenţa capacităţii parazite C_p şi se notează cu Q_L şi Q_C factorul de calitate al inductorului şi respectiv al capacităţii de sarcină, factorul de calitate real al CRS rezultă sub forma:

$$\frac{1}{Q_e} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C}. \tag{3}$$

La încercarea obiectelor cu pierderi dielectrice mici cum sînt instalaţiile capsulate în SF_6, cablurile etc.

$$Q_e \approx Q_L, \tag{4}$$

în timp ce în cazul încercării maşinilor electrice, transformatoarelor etc., trebuie să se folosească relaţia (3) pentru determinarea factorului de calitate al CRS în sarcină.

În figura 4 este reprezentată grafic pe baza relaţiei (3) funcţia $Q_e = f(Q_C)$ care poate fi considerată caracteristica externă a CRS.

Deoarece $Q_C = 1/\tan\delta$ pe abscisă au fost înscrise şi valorile $\tan\delta$ ale obiectului de încercat. Din figura 4 rezultă că CRS poate fi folosit eficient pentru obiecte cu $\tan\delta$ sub cca $2 \div 3\,\%$ şi că, în aceste condiţii, este esenţială realizarea unui inductor cu Q_L cît mai mare.

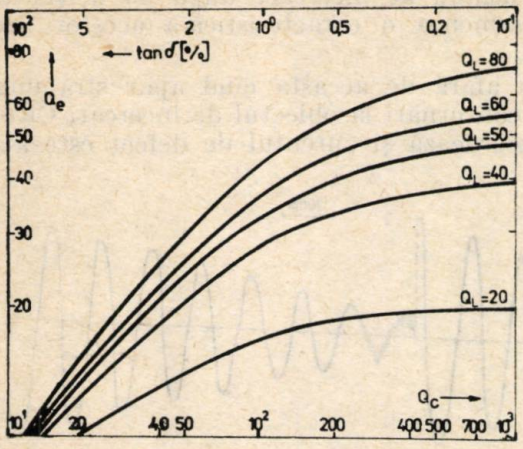


Fig. 4. Caracteristica externă a instalației de încercare cu CRS.

2. *Obținerea rezonanței serie și caracteristicile inductorului*

Deoarece sarcina capacitivă diferă de la un obiect de încercat la altul, obținerea rezonanței impune fie prezența unui inductor reglabil alimentat la frecvența rețelei, fie un inductor fix alimentat de la un convertor de frecvență.

Varianta clasică de CRS utilizează un inductor reglabil [2, 3] obținut prin modificarea întrefierului între anumite limite cu înfășurările plasate peste întrefier în scopul micșorării dispersiei și menținerii factorului de calitate constant la variația tensiunii de alimentare.

Varianta de CRS cu inductor fix [4] este mai simplă, are dimensiuni și greutate mai mică dacă nu se ține seama de convertor care în special la puteri mari, intervine destul de mult în greutatea și costul întregii instalații. Principalul avantaj al CRS cu frecvență variabilă constă în posibilitatea creșterii frecvenței tensiunii de încercare la valori cuprinse între 100 și 300 Hz pentru încercarea completă a instalațiilor capsulate în SF_6 care posedă ramuri inductive (transformatoare de tensiune).

Indiferent de soluția constructivă, realizarea unui inductor cu pierderi mici rămîne condiția esențială pentru un CRS folosit ca instalație de încercare.

Reluînd schema echivalentă din figura 3 pentru $r_c = \infty$ și $C_p = 0$ se obține factorul de calitate al inductorului sub forma [5]:

$$Q_L = \frac{1}{\frac{r_s}{X_L}\left(1 + \frac{X_L^2}{r_p^2}\right) + \frac{X_L}{r_p}}, \qquad (5)$$

relație care în cazul cînd $Q_L > 10$ se poate scrie:

$$Q_L \approx \frac{1}{\frac{r_s}{X_L} + \frac{X_L}{r_p}}. \qquad (6)$$

Pentru a obține un Q_L, cît mai mare se utilizează întotdeauna circuite magnetice cu întrefier. La întrefier mic $Q_{L\max}$ se obține cînd rezistența înfășurării și rezistența echivalentă de pierderi în fier (serie) sînt egale. Pentru un întrefier dat există o anumită frecvență f_m la care se obține acest $Q_{L\,\max}$, care rezultă din relația (6) pentru $dQ_L/dL = 0$.

Tot relația (6) arată și modul cum variază Q_L în funcție de frecvența în jurul lui f_m.

La CRS care funcționează la frecvența constantă f_r, dimensionarea inductorului pornește de la condiția ca $f_m = f_r$ în timp ce la CRS care funcționează la frecvența variabilă f_m se alege la mijlocul domeniului de funcționare în frecvență.

Dacă se realizează un inductor la care rezistența înfășurării r_s este foarte mică, din relația (6) rezultă:

$$Q_L \approx \frac{r_p}{X_L}. \qquad (7)$$

Astfel, Q poate fi mărit micșorînd pe L și acest lucru se realizează mărind întrefierul (fig. 5). Evident, există o limită pentru creșterea lui Q_L pe această cale.

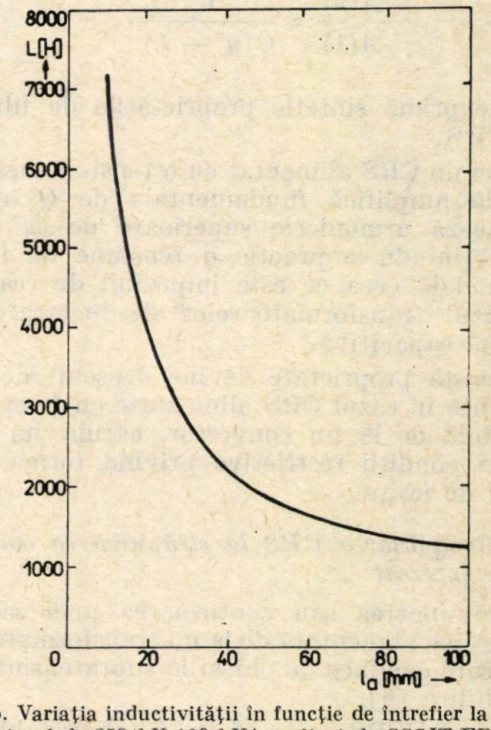


Fig. 5. Variația inductivității în funcție de întrefier la inductorul de 250/kV 160 kVA realizat de CCSIT-EP.

În sfîrșit, la CRS de înaltă tensiune trebuie să se țină seama de capacitatea parazită C_p a înfășurării inductorului care intervine, în aceeași ipoteză $r_s \approx 0$, sub forma [5]:

$$Q_L \approx \frac{r_p}{X_L}\left(1 - \frac{X_L}{X_{Cp}}\right), \qquad (8)$$

unde $X_L/X_{Cp} = (\omega_r/\omega_p)^2 = C_p/C$.

În cazul unui raport $C_p/C = 0{,}1$ reducerea factorului de calitate este de 10%, iar rezonanța paralel apare la o frecvență $\omega_p = 3\ \omega_r$.

Evitarea rezonanței paralel parazite devine importantă la CRS care funcționează la frecvență variabilă.

1.3. Conținutul armonic al tensiunii de încercare produse cu CRS

Caracteristica amplitudine-frecvență a unui CRS are forma generală [5]:

$$A(n) = \frac{U_c}{U} = \frac{Q}{\sqrt{n^2 + Q^2(n^2-1)^2}}, \qquad (9)$$

pentru orice $n = \omega/\omega_r$.
Pentru $Q > 10$ relația se poate simplifica:

$$A(n) \approx \frac{1}{(n^2-1)}, \qquad n \neq 1, \qquad (10)$$

sau, pe baza relațiilor (9) și (10) se obține relația:

$$\frac{A(n)}{A(1)} \approx \frac{1}{Q(n^2-1)}, \qquad (11)$$

care exprimă sintetic proprietățile de filtrare ale CRS.

Deci un CRS alimentat cu o tensiune nesinusoidală amplifică fundamentala de Q ori și atenuează armonicele superioare de (n^2-1) ori obținîndu-se practic o tensiune de ieșire sinusoidală ceea ce este imposibil de realizat în cazul transformatoarelor de încercare cu sarcină capacitivă.

Această proprietate devine deosebit de importantă în cazul CRS alimentate cu frecvență variabilă de la un convertor, căruia nu i se impun condiții restrictive privind forma tensiunii de ieșire.

1.4. Comportarea CRS la străpungerea obiectului de încercat

Străpungerea sau conturnarea unei sarcini capacitive alimentată de la un transformator de încercare conduce de obicei la supratensiuni de restabilire [6].

În cazul CRS se arată în [7] că restabilirea tensiunii după o străpungere sau conturnare se face după legea:

$$U(t) = [1 - \exp(-\omega t/2Q)]\cos\omega t, \qquad (12)$$

adică este lipsită de supratensiuni.

Evoluția tipică a tensiunii de restabilire la la CRS este dată în figura 6. Restabilirea lentă a tensiunii de încercare după un defect este de asemenea o caracteristică a acestor instalații.

În afară de aceasta cînd apar străpungeri sau conturnări la obiectul de încercat, CRS se dezacordează și curentul de defect este automat limitat de reactanța ridicată a inductorului, practic la valori nedistructive pentru izolație. Protecția clasică de supracurent nu este în acest caz eficace și străpungerile repetate conduc CRS într-un regim de oscilator de relaxare cu o perioadă de aproximativ Q ori mai mare decît perioada tensiunii aplicate. Din acest motiv deconectarea CRS de la sursa de alimentare după un defect se asigură printr-un detector de pantă care acționează contactorul de lucru [5].

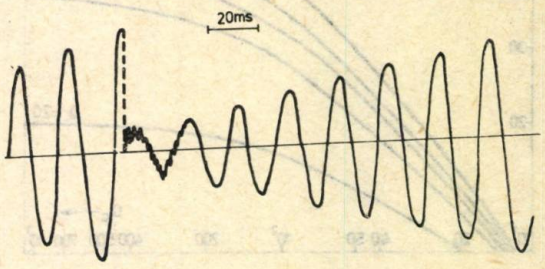


Fig. 6. Restabilirea tensiunii de încercare după străpungerea unui interval disruptiv la o instalație de încercare cu CRS.

2. Instalații de încercare cu CRS realizate la CCSIT-EP

Prima instalație de încercare cu CRS pentru 300 kV/100 kVA a fost realizată și omologată la Electroputere în anul 1979. Această instalație a fost utilizată cu succes la încercarea la locul de montaj a primei instalații de distribuție capsulate în SF_6 de 123 kV realizată de întreprinderea Electroputere. În acest caz inductorul reglabil a fost plasat într-o cuvă izolantă și izolat în SF_6.

Experiența acumulată și cerințele economiei naționale ca și necesitățile de export au condus la o doua generație de instalații de încercare cu CRS realizată sub forma unei construcții modulizate formată după nevoie din 1, 2 sau 3 module fiecare de 250 kV/160 kVA (fig. 7) acoperind practic nevoile actuale și de perspectivă în domeniul încercării instalațiilor de distribuție capsulate în SF_6 [8]. Tensiunea de încercare a unui modul este 300 kV, 50 Hz, 1 minut și se asigură lipsa descărcărilor parțiale pînă la 200 kV.

Constructiv, instalația folosește un inductor reglabil introdus într-un cilindru izolant din fibră de sticlă (ROPAFS) izolația internă fiind în ulei. Modulele au dimensiuni identice, legarea în serie obținîndu-se prin suprapunerea

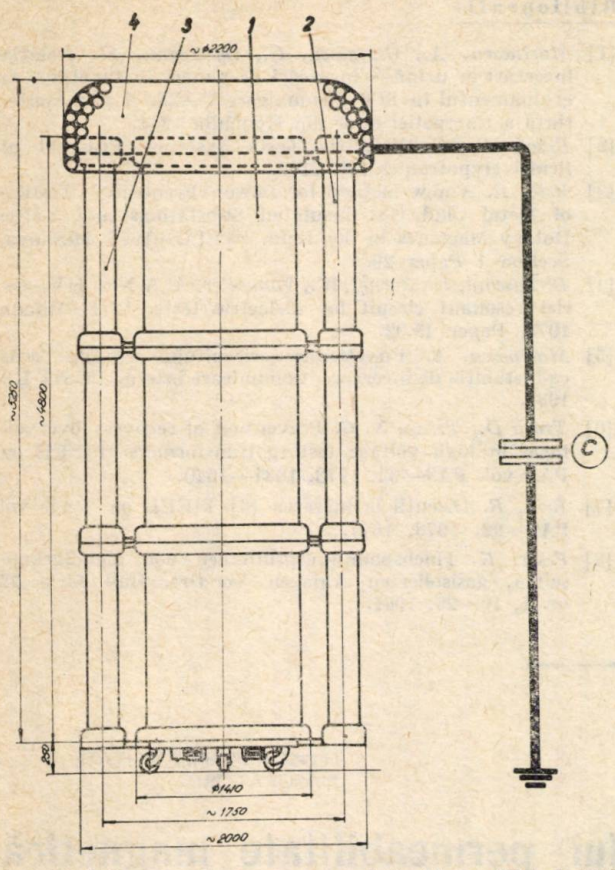


Fig. 7. Instalația de încercare modulizată cu CRS de 750 kV/480 kVA : *1* — inductor reglabil ; *2* — divizor de tensiune capacitiv ; *3* — capacitate balast ; *4* — ecran policon.

flanșelor metalice, operație prin care se realizează și cuplarea mecanică pentru reglarea simultană a întrefierurilor la toate modulele.

Modulul inferior conține transformatorul de injecție dimensionat pentru excitarea celor 3 module legate în serie, cît și motoreductorul de acționare.

Instalația de încercare cu CRS se livrează cu divizor de tensiune capacitiv și condensator de balast, ambele în construcție modulară și un pupitru de comandă care conține aparatele de măsură și protecție.

3. Aplicațiile instalațiilor de încercare cu CRS

Instalațiile de încercare cu CRS au un domeniu larg de aplicare atît în fabricile constructoare cît și la locul de montaj al echipamentului energetic.

Cu ajutorul lor pot fi încercate : instalații de distribuție capsulate în SF_6, treceri izolante, condensatoare, mașini electrice, transformatoare de distribuție de medie tensiune, transformatoare de măsură capacitive, cabluri etc.

Datorită posibilităților de realizare a acestor instalații, cu nivel scăzut de descărcări parțiale, pot fi folosite cu succes la măsurătorile de descărcări parțiale în fabrica constructoare, la locul de montaj, sau în cadrul încercărilor profilactice.

În figura 8 este prezentată diagrama de sarcină a instalației de încercare modulizată la funcționarea cu 1, 2 sau 3 module. Domeniul de

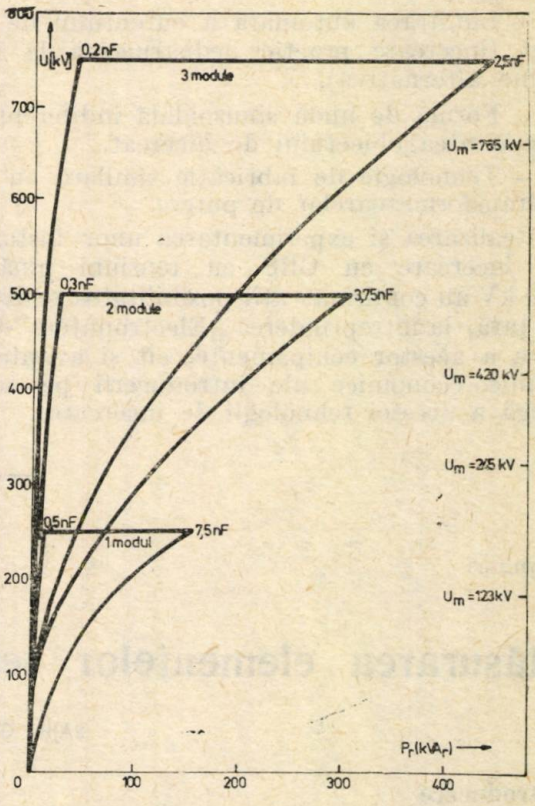


Fig. 8. Diagrama de sarcină a instalației de încercare modulizată cu CRS de 750 kV.

funcționare este limitat de capacitatea minimă a obiectului de încercat și de capacitatea maximă a acestuia care depind de numărul de module în serie.

De remarcat că instalația realizată permite atît condiționarea izolației în SF_6, cît și încercarea propriu-zisă la locul de montaj cu 80% din tensiunea de încercare conform CEI 517/1975. În felul acesta se obține o soluție mai economică decît cea propusă în [8].

4. Concluzii

Instalațiile de încercare cu tensiune alternativă și pentru măsurarea descărcărilor parțiale cu circuit rezonant serie, prezintă o serie de avantaje tehnico-economice față de încercarea clasică, care utilizează transformatoare de încercare și anume :

— Consum de energie redus, în general sub 4% din consumul încercării clasice la încercarea instalațiilor izolate în SF_6 și cablurilor și sub 10% în cazul încercării mașinilor rotative mari.

— Greutate și gabarit reduse, putînd fi ușor transportate ceea ce le mărește domeniul de aplicație pentru încercări la locul de montaj și încercări profilactice.

— Lipsa supratensiunilor în cazul unor străpungeri sau conturnări în izolația obiectului de încercat.

— Limitarea automată a curentului de defect (încercare practic nedistructivă la tensiune alternativă).

— Formă de undă sinusoidală indiferent de capacitatea obiectului de încercat.

— Tehnologie de fabricație similară cu cea a transformatoarelor de putere.

Realizarea și experimentarea unor instalații de încercare cu CRS cu tensiuni pînă la 750 kV au confirmat atît posibilitatea realizării în țară, la întreprinderea „Electroputere"-Craiova a acestor echipamente, cît și avantajele tehnico-economice ale introducerii pe scară largă a acestei tehnologii de încercare.

Bibliografie

[1] *Marinescu, A., Georgescu, G., Ogrezeanu, St.* Relația încercări în uzină — încercări de punere în funcțiune la echipamentul în SF6. Comunicare V—22. A II-a Conferință a Energeticienilor din România 1981.

[2] *Resonant AC* Dielectric Tests Systems. Prospect al firmei Hypotronics HP 7109.

[3] *Reid, R.* A new method for Power Frequency Testing of Metal Clad Gas Insulated Substations and Large Rotary Machines in the field. WELC—1977 Moskova, Section 1 Paper 29.

[4] *Bernasconi, F., Zaengl, W., Vonwiller, A.* A New HV—series resonant circuit for dielectric tests. ISH—Milano 1979, Paper 43.02.

[5] *Marinescu, A.* Funcționarea circuitului rezonant serie ca instalație de încercare. Comunicare internă CCSIT-EP 1981.

[6] *Train D., Trinh, N. G.* Prevention of recovery overvoltages in high voltage testing transformers. TIEEE on PAS vol. **PAS—92**, 1973, 1631—1640.

[7] *Reid, R.* Discuții la lucrarea [6] TIEEE on PAS vol **PAS—92**, 1973, 1641.

[8] *Feser, K.* Hochspannungsprüfungen von metallgekapselten, gasisolierten Anlagen Vor-Ort. Bull SEV **72** nr. 1, 19—26, 1981.

CZ 621.3.013

TENSOR PERMEABILITATE
MĂSURĂTORI

Măsurarea elementelor tensorului permeabilitate magnetică

SAJIN GHEORGHE — BUCUREȘTI

Introducere

Anizotropia feritelor este exprimată matematic prin forma tensorială a permeabilității. Expresia acestui tensor, dedusă de Polder, este :

$$\bar{\mu} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & -jK & 0 \\ jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

Expresiile elementelor din matricea (1) sînt :

$$\mu = \mu' - j\mu''; \quad K = K' - jK'', \qquad (2)$$

$$\mu' = 1 + \frac{4 \cdot M_s \cdot H_i (4 \cdot H_i^2 - 4 \cdot H_r^2 + \Delta H^2)}{N}, \qquad (3)$$

$$\mu'' = -\frac{2 \cdot H_i \cdot \Delta H (4 \cdot H_i^2 + 4 \cdot H_r^2 + \Delta H^2)}{N}, \qquad (4)$$

$$K' = \frac{4 \cdot M_s \cdot H_i (4 H_i^2 - 4 \cdot H_r^2 - \Delta H^2)}{N}, \qquad (5)$$

$$K'' = \frac{16 \cdot H_i \cdot H_r \cdot M_s \cdot \Delta H}{N} \qquad (6)$$

unde : $N = (4 \cdot H_i^2 - 4 \cdot H_r^2 - \Delta H^2)^2 + 16 \cdot H_i^2 \cdot \Delta H^2$.

În expresiile (1) ... (6) au fost utilizate, în concordanță cu literatura de specialitate, notațiile :

μ_0 — permeabilitatea spațiului liber ;
H_i — cîmpul magnetic intern din ferită ;
H_r — cîmpul magnetic de rezonanță giromagnetică ;
ΔH — lățimea liniei de rezonanță giromagnetică ;
M_s — magnetizarea de saturație a feritelor.

Proiectarea și realizarea unor componente nereciproce impune măsurarea componentelor tensorului permeabilitate.

1. Fundamentare teoretică

Evaluarea elementelor tensorului permeabilitate se face, de fapt, prin măsurarea elementelor tensorului susceptibilitate magnetică :

$$\bar{X}_m = \begin{bmatrix} X_x & -X_y & 0 \\ X_y & X_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad (7)$$

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

cunoscîndu-se faptul că între tensorii $\bar{\bar{\mu}}$ și $\bar{\bar{X}}$ există relația :

$$[\mu] = [X_m] - \mu_0 [I], \tag{8}$$

unde $[I]$ este matricea unitară.

Pentru măsurarea elementelor tensoriale este necesară utilizarea unei cavități în care să existe două componente de cîmp magnetic reciproc normale și simultan perpendiculare pe direcția cîmpului magnetic de polarizare. Una dintre cavitățile utilizabile în acest scop este cavitatea cilindrică cu modul TE_{11n}, prezentată în figura 1 a, cu schițarea liniilor de cîmp magnetic și electric în figura 1 b.

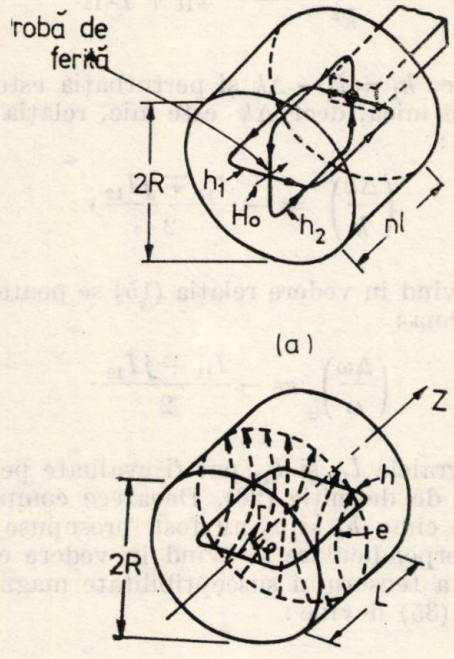


Fig. 1. a — Cavitatea rezonantă cilindrică TE_{110} ; b — liniile de cîmp electric și magnetic în cavitatea rezonantă cilindrică TE_{110}.

Configurația de cîmp electromagnetic din cavitatea perturbată poate fi considerată ca rezultînd din superpoziția a două moduri normale $\bar{e}_1$, $\bar{h}_1$ respectiv $\bar{e}_2$, $\bar{h}_2$ cu frecvențele de rezonanță ω_1, respectiv ω_2, apropiate între ele. În zona probei de ferită componentele de cîmp magnetic ale ambelor moduri și cîmpul magnetic de polarizare sînt reciproc perpendiculare (vezi fig. 1 a). De asemenea, se consideră că perturbația introdusă de proba de ferită este suficient de mică pentru a putea considera cîmpul rezultant în cavitate ca o combinație liniară a celor două moduri indicate, orice alte moduri fiind suficient de îndepărtate pentru a putea fi neglijate.

Cu aceste considerații, componentele de cîmp în cavitate vor putea fi scrise sub forma :

$$\bar{e} = A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2, \tag{9}$$

$$\bar{h} = B_1\bar{h}_1 + B_2\bar{h}_2. \tag{10}$$

Prin substituirea acestor expresii în ecuațiile lui Maxwell, după cîteva calcule expuse detaliat în anexa 1, se obțin relațiile :

$$B_1k_1\bar{e}_1 + B_2k_2\bar{e}_2 = k(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2) + \bar{J}_e), \tag{11}$$

$$A_1k_1\bar{h}_1 + A_2k_2\bar{h}_2 = k(B_1\bar{h}_1 + B_2\bar{h}_2) - \bar{J}_m, \tag{12}$$

în care s-au efectuat notațiile :

$$k_1 = \omega_1\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}, \tag{13}$$

$$k_2 = \omega_2\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}, \tag{14}$$

$$k = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}, \tag{15}$$

ω fiind pulsația de rezonanță a cavității neperturbate.

În continuare relația (11) se înmulțește scalar consecutiv cu $\bar{e}_1^*$ respectiv cu $\bar{e}_2^*$ iar relația (12) se înmulțește cu $\bar{h}_1^*$ respectiv cu $\bar{h}_2^*$. Cele patru expresii ce se obțin se integrează pe volumul V al cavității. Deoarece $\bar{J}_m = \bar{J}_e = 0$ pentru volumul $V - \Delta V$, unde ΔV este volumul probei perturbatoare de ferită, rezultă :

$$B_i k_i = A_i k + \int_{\Delta V} \bar{J}_e \bar{e}_i^* \cdot \mathrm{d}V, \tag{16}$$

$$A_i k_i = B_i k - \int_{\Delta V} \bar{J}_m \bar{h}_i^* \cdot \mathrm{d}V, \tag{17}$$

$$\int_{\Delta V} \bar{e}_i\bar{e}_j^* \cdot \mathrm{d}V = \int_{\Delta V} \bar{h}_i\bar{h}_j^* \cdot \mathrm{d}V = \delta_{ij}, \tag{18}$$

unde $i, j = 1 ; 2$ iar δ_{ij} este simbolul lui Kronecker :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{pentru } i = j \\ 0 & \text{pentru } i \neq j. \end{cases} \tag{19}$$

Proba de ferită este de dimensiuni foarte mici și amplastă într-un punct al cavității în care componenta de cîmp electric este nulă iar componenta de cîmp magnetic este maximă. În aceste condiții $\int_{\Delta V} \bar{J}_e \bar{e}_i^* \cdot \mathrm{d}V = 0$ și relația (16) devine :

$$B_i = A_i \frac{k}{k_i}, \tag{20}$$

$$A_i(k^2 - k_i^2) + k_i \int_{\Delta V} \bar{J}_m \bar{h}_i^* \cdot \mathrm{d}V = 0. \tag{21}$$

Relația de definiție a densității de curent $\bar{J}_m$ este:

$$\bar{J}_m = -j\omega \overline{\overline{X}}_m \cdot \bar{h}, \tag{22}$$

cu care, avînd în vedere relația (10) se poate scrie:

$$\bar{J}_m = -\left(A_1 \frac{k^2}{k_1^2}\right) \cdot \overline{\overline{X}}_m \cdot \bar{h} - \left(A^2 \frac{k^2}{k_2^2}\right) \cdot \overline{\overline{X}}_m \cdot \bar{h}_2. \tag{23}$$

Substituind relația (23) în ecuația (21) rezultă:

$$A_1(k^2 - k_1^2) + k_1 \left[\int_{\Delta V} \left(A_1 \frac{k^2}{k_1^2} \cdot \overline{\overline{X}}_m \bar{h}_1\right) \bar{h}_1^* \cdot \mathrm{d}V + \right.$$

$$\left. + \int_{\Delta V} \left(A_2 \frac{k^2}{k_2^2} \cdot \overline{\overline{X}}_m \bar{h}_2\right) \bar{h}_1^* \cdot \mathrm{d}V\right] = 0, \tag{24}$$

$$A_2(k^2 - k_2^2) + k_2 \left[\int_{\Delta V} \left(A_1 \frac{k^2}{k_1^2} \cdot \overline{\overline{X}}_m \bar{h}_1\right) \bar{h}_2^* \cdot \mathrm{d}V + \right.$$

$$\left. + \int_{\Delta V} \left(A_2 \frac{k^2}{k_2^2} \cdot \overline{\overline{X}}_m \bar{h}_2\right) \bar{h}_2^* \cdot \mathrm{d}V\right] = 0. \tag{25}$$

Se convine să se noteze integrala:

$$\int_{\Delta V} (\overline{\overline{X}}_m \bar{h}_i) \bar{h}_j^* \cdot \mathrm{d}V = -I_{ij}. \tag{26}$$

Substituind relația (26) în relațiile (24) și (25) acestea se pot restrînge sub forma:

$$A_1(k^2 - k_1^2) - \frac{A_1 I_{11} k^2}{k_1} - \frac{A_2 I_{21} k_1 k^2}{k_2^2} = 0, \tag{27}$$

$$A_2(k^2 - k_2^2) - \frac{A_1 I_{12} k_2 k^2}{k_1^2} - \frac{A_2 I_{22} k^2}{k^2} = 0. \tag{28}$$

Ecuațiile (28) și (27) formează un sistem liniar și omogen în A_1 și A_2 care, pentru a avea soluții nenule, trebuie să aibă determinantul nul. Punînd această condiție, rezultă o ecuație bipătratică în k de forma:

$$[k^2(1 + I_{11}) - k_1^2]\,[k^2(1 + I_{22}) - k_2^2] = k^4 I_{12} I_{21}. \tag{29}$$

Ecuația (29) poate servi la calcularea frecvențelor de rezonanță complexe ale cavității perturbate. Pentru simplificare se fac următoarele considerații:

— proba de ferită este amplasată pe axa cilindrului, astfel încît cele două moduri $\bar{h}_1$ și $\bar{h}_2$ sînt normale. Ca urmare:

$$I_{12} = -I_{21}; I_{11} = I_{22}, \tag{30}$$

— cavitatea neperturbată este degenerată dar, în urma perturbării ei, degenerarea este ridicată. Se consideră, totuși, că gradul de separare în frecvență al celor două moduri este mic, deci:

$$k_1 \cong k_2. \tag{31}$$

În aceste condiții ecuația (29) se reduce la:

$$k^2(1 + I_{11}) - k_1^2 = \pm j k^2 I_{12}, \tag{32}$$

care se poate scrie:

$$\frac{k^2 - k_1^2}{k^2} = -I_{11} \mp j I_{12}. \tag{33}$$

Deoarece $k_1 = k - \Delta k$ și perturbația este considerată mică, deci Δk este mic, relația (307) devine:

$$\left(\frac{\Delta k}{k}\right)_{\pm} = -\frac{I_{11} \mp j I_{12}}{2}, \tag{34}$$

care, avînd în vedere relația (15) se poate scrie sub forma:

$$\left(\frac{\Delta \omega}{\omega}\right)_{\pm} = -\frac{I_{11} \mp j I_{12}}{2}. \tag{35}$$

Integralele I_{11} și I_{12} pot fi evaluate pe baza relației de definiție (26). Deoarece componentele de cîmp $\bar{h}_1$ și $\bar{h}_2$ au fost presupuse reciproc perpendiculare și avînd în vedere expresia (7) a tensorului susceptibilitate magnetică, relația (35) devine:

$$\left(\frac{\Delta \omega}{\omega}\right)_{\pm} = -C(X_x + j X_y). \tag{36}$$

Constanta C rezultă de forma:

$$C = \frac{h^2 \cdot \Delta V}{2 \int_V h^2 \cdot \mathrm{d}V}, \tag{37}$$

cu care relația (36) devine:

$$\left(\frac{\Delta \omega}{\omega}\right)_{\pm} = -\frac{(X_x \pm j X_y) \cdot h^2 \cdot \Delta V}{2 \int_V h^2 \cdot \mathrm{d}V}. \tag{38}$$

În cavitate există un cîmp magnetic liniar polarizat, considerat ca fiind suma a două cîmpuri circular polarizate contrarotative. Inițial, la cîmp de polarizare magnetică nul, cavitatea este degenerată. Pe măsura creșterii cîm-

pului de polarizare magnetică degenerarea este ridicată datorită fenomenelor nereciproce care au loc în ferită. Una dintre componentele de cîmp se rotește în același sens cu precesia dipolilor magnetici iar cealaltă componentă se rotește în sens invers. Pentru determinarea elementelor tensoriale, care se face cu ajutorul relației (38), se definesc susceptibilitățile efective X_+ și X_- atașate celor două cîmpuri contrarotative și definite sub forma:

$$X_{\pm} = X_x \pm j \cdot X_y. \tag{39}$$

De reținut că susceptibilitățile efective sînt, în general, numere complexe:

$$X_{\pm} = X'_{\pm} - jX''_{\pm}.$$

Cu acestea, relația (38) se scrie sub forma:

$$\left(\frac{\Delta\omega}{\omega}\right)_{\pm} = -\frac{X_{\pm}\, h^2 \cdot \Delta V}{2\int_V h^2 \cdot \mathrm{d}V}. \tag{40}$$

Frecvența de rezonanță complexă a cavității rezonante perturbate se poate scrie sub forma:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega + j\Delta\,\frac{\omega_0}{2 \cdot Q_{uf}}. \tag{41}$$

Avînd în vedere această exprimare, relația (40) se descompune sub forma:

$$\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)_{\pm} = -\frac{X'_{\pm} \cdot h^2 \cdot \Delta V}{2\int_V h^2 \cdot \mathrm{d}V}, \tag{42}$$

$$\Delta\left(\frac{1}{2 \cdot Q_{uf}}\right)_{\pm} = \frac{X''_{\pm} \cdot h^2 \cdot \Delta V}{2\int_V h^2 \cdot \mathrm{d}V}. \tag{43}$$

În relațiile precedente s-a notat cu Q_{uf} factorul de calitate intrinsec al cavității rezonante perturbate, definit ca:

$$Q_{uf} = (1/Q_{u0} + 1/Q_f)^{-1}, \tag{44}$$

unde Q_{u0} este factorul de calitate al cavității neperturbate, iar Q_f definește pierderile în mediul perturbator (ferita).

2. Probleme tehnice

2.1. Alegerea probei de ferită

În cele ce urmează vor fi prezentate unele considerente legate de alegerea formei geometrice a probei de ferită. De reținut că, în orice caz, volumul probei trebuie să fie suficient de mic pentru a introduce perturbații doar în spațiul ocupat de probă, ca o condiție ca relațiile deduse anterior să fie valabile.

Formele geometrice cel mai frecvent utilizate sînt sfera de dimensiuni mici, discul plat și cilindrul subțire, fiecare prezentînd avantaje și dezavantaje. Problemele ce se urmăresc în alegerea unei anumite forme geometrice sînt: ușurința realizării probei de dimensiuni controlabile, mărimea efectelor induse de probă, posibilitatea obținerii cîmpului magnetic de polarizare și facilitatea prelucrării rezultatelor.

Calcularea elementelor tensorului susceptibilitate din măsurători ale deviației de frecvență și de Q este mai simplă pentru un disc plat decît pentru alte forme geometrice. În schimb cîmpul magnetic aplicat pentru rezonanță giromagnetică este mai mare în cazul unui disc plat decît pentru sferă sau cilindru subțire.

Cele expuse demonstrează că discul este nepotrivit pentru măsurători la frecvențe foarte înalte, unde mărimea cîmpurilor de polarizare magnetică necesare poate fi prohibitivă. În schimb această formă geometrică poate oferi avantaje în măsurătorile ce se efectuează sub rezonanța giromagnetică.

Din punctul de vedere al efectului indus de probă asupra cîmpului din cavitate, acest efect este proporțional cu volumul probei, deci este avantajoasă utilizarea sferei care, la același volum, are dimensiunile geometrice cele mai mici. Obținerea unor efecte comparabile cu ajutorul discurilor ar impune utilizarea unor raze mari și, în acest caz, aproximările făcute în cadrul teoriei nu mai sînt valabile. În acest caz ar fi necesară utilizarea expresiilor integrale, ceea ce complică calculele.

În general este dificil de precizat cît de mici trebuie să fie probele de ferită, dar se admite că trebuie efectuat un compromis între obținerea unui efect notabil, care necesită probe cu volum mare și necesitatea respectării cerințelor impuse de teorie care cer utilizarea unor probe cu un volum cît mai mic. Dacă volumul probei este prea mare, cîmpul în cavitate va fi apreciabil perturbat iar cîmpul în interiorul probei nu va mai putea fi considerat uniform.

Dacă mărimea probei este comparabilă cu $\lambda/2$ în material, se observă apariția unor rezonanțe subsidiare care pot masca rezonanța giromagnetică. Aceste fenomene pot apărea pentru feritele uzuale ($\varepsilon_r = 10 \ldots 18$) pentru dimensiuni ale probei în jur de 3...5 mm la frecvențele din banda X. Pentru acest motiv se caută ca dimensiunile probelor utilizate să fie sub 1 mm.

Din punct de vedere tehnologic este mai simplu de preparat o probă de formă sferică din însuși materialul utilizat în aplicație. Proce-

sarea discurilor şi cilindrilor de ferită este dificilă deoarece necesită o procesare separată cu respectarea riguroasă a tehnologiei standard. Fragilitatea materialului face, de asemenea, dificilă operaţiunea de şlefuire pentru un disc subţire sau un cilindru subţire.

Utilizarea discurilor de ferită în măsurători se face cu precădere în regiunile de polarizare magnetică departe de rezonanţă, unde efectele induse de ferită sînt mici şi este, deci necesară o probă de ferită cu un volum relativ mare. În aceste condiţii, plasarea probei într-un nul de cîmp electric este mai facilă pentru un disc decît pentru o sferă.

Cilindrii subţiri au, în general, aceleaşi avantaje şi dezavantaje ca şi discurile.

Alegerea formei probei de ferită constituie un compromis între factorii discutaţi mai sus. Practic, la ora actuală, probele de ferită de formă sferică sînt cele mai utilizate.

2.2. Alegerea cavităţii rezonante

Pentru măsurarea elementelor tensorului susceptibilitate se utilizează cavitatea cilindrică TE_{11n}, alimentată astfel încît să existe unde circular polarizate (vezi fig. 1 a). Relativ la măsurarea părţilor imaginare ale elementelor susceptibilităţii se remarcă faptul că relaţia (43) se poate pune sub forma :

$$1/Q_{uf} - 1/Q_{u0} = A \cdot X''_{\pm} \cdot \frac{\Delta V}{V} \qquad (45)$$

unde A este o constantă, iar ΔV şi V sînt volumul probei de ferită, respectiv al cavităţii. Valoarea constantei A depinde de cavitatea utilizată şi este, uzual, de ordinul de mărime al unităţii. Rezultă că sensibilitatea măsurătorii depinde de factorul Q_{u0} al cavităţii neperturbate. Pentru obţinerea unor rezultate notabile este preferabilă utilizarea unor cavităţi cu factori de calitate cît mai mari. De notat că factorul de calitate al cavităţii nu afectează direct măsurarea părţilor reale ale elementelor susceptibilităţii.

Una dintre problemele tehnice constă în nereproductibilitatea măsurătorilor de Q şi frecvenţă consecutiv operaţiunii de demontare şi montare a cavităţii pentru instalarea probei de ferită.

Această situaţie se evită lăsînd permanent proba în cavitate şi făcînd măsurătorile iniţiale (condiţii de cavitate goală) la un cîmp magnetic de polarizare foarte mare, mult deasupra rezonanţei giromagnetice. Pentru un asemenea cîmp de polarizare se observă, din relaţiile (3) ... (6) că :

$$\lim_{H_i=\infty} \mu' = 1 \; ; \; \lim_{H_i=\infty} K' = \lim_{H_i=\infty} K'' = \lim_{H_i=\infty} \mu'' \to 0 \qquad (46)$$

Deci prin acest artificiu se poate simula absenţa probei de ferită din cavitate, evitîndu-se astfel operaţiunile de montare—demontare ale acesteia.

3. Concluzii

Lucrarea prezintă fundamentarea teoretică pentru măsurarea elementelor tensorului susceptibilitate magnetică.

Relativ la tehnicile concrete de măsură şi la montajele utilizate, există un volum relativ mare de bibliografie (3) .. (10), procedeele de măsură descrise ghidîndu-se după aplicaţia concretă urmărită şi depinzînd de dotările şi facilităţile tehnologice disponibile în fiecare caz.

ANEXA 1.

Pornind de la ecuaţiile (9) şi (10)

$$\bar{e} = A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2 \; ; \quad \bar{h} = B_1\bar{h}_1 + B_2\bar{h}_h, \qquad (A.1)$$

se scriu ecuaţiile lui Maxwell pentru cîmpurile $\bar{e}_1$, $\bar{e}_2$, $\bar{h}_1$ $\bar{h}_2$:

$$\nabla X\bar{h}_1 = j\omega_1\varepsilon_0 \cdot \bar{e}_1 \; ; \quad \nabla X\bar{h}_2 = j\omega_2\varepsilon_0 \cdot \bar{e}_2, \qquad (A.2)$$

$$\nabla X\bar{e}_1 = -j\omega_1\mu_0 \cdot \bar{h}_1 \; ; \quad \nabla X\bar{e}_2 = -j\omega_2\mu_0 \cdot \bar{h}_2, \qquad (A.3)$$

precum şi pentru cîmpul compus $\bar{h}$:

$$\nabla X\,\bar{h} = j\,\omega\,\varepsilon_0\bar{e}. \qquad (A.4)$$

Substituind $\bar{h}$ şi $\bar{e}$ prin expresiile (A.1) rezultă :

$$\nabla X(B_1\bar{h}_1 + B_2\bar{h}_2) = j\omega\varepsilon_0(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2), \qquad (A.5)$$

$$B_1\,\nabla X\bar{h}_1 + B_2\,\nabla X\bar{h}_2 = j\omega\varepsilon_0(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2). \qquad (A.6)$$

Se exprimă cîmpurile $\bar{h}$ din relaţiile (A.2)

$$\bar{h}_1 = -(1/j\omega_1\mu_0)\,\nabla X\bar{e}_1 \; ; \quad \bar{h}_2 = -(1/j\omega_2\mu_0)\,\nabla X\bar{e}_2 \qquad (A.7)$$

şi se substituie în expresia (A.6)

$$-\frac{B_1}{j\,\omega_1\mu_0}\nabla X(\nabla X\bar{e}_1) - \frac{B_2}{j\,\omega_2\mu_0}\nabla X\,(\nabla X\bar{e}_2) = j\,\omega\,\varepsilon_0\,(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2). \qquad (A.8)$$

Deoarece :

$$\nabla X\,(\nabla X\bar{e}_1) = -j\,\omega_1\mu_0\,(\nabla X\,\bar{h}_1) = \omega_1^2\,\mu_0\varepsilon_0 \cdot \bar{e}_1 = k_1^2 \cdot \bar{e}_1, \qquad (A.9)$$

$$\nabla X(\nabla X\bar{e}_2) = -j\omega_2\mu_0(\nabla X\,\bar{h}_2) = \omega_2^2\mu_0\;\varepsilon_0 \cdot \bar{e}_2 = k_2^2 \cdot \bar{e}^2, \qquad (A.10)$$

unde s-a notat cu :

$$k_1^2 = \omega_1^2 \varepsilon_0 \mu_0 \quad \text{şi} \quad k_2^2 = \omega_2^2 \varepsilon_0 \mu_0$$

şi deoarece :

$\nabla X(\nabla X\bar{e}_1) = \nabla e_1$ şi $\nabla X(\nabla X\bar{e}_2) = \nabla \bar{e}_2$, relaţia (A.8) rezultă sub forma :

$$(B_1/j\omega_1\mu_0)\,\Delta e_1\,(B_2/j\omega_2\mu_0)\,\Delta\bar{e}_2 = j\omega\varepsilon_0\,(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2). \qquad (A.11)$$

Din relaţia (A.11), prin înlocuirea lui Δe_1 şi Δe_2 cu expresiile (A.9) şi (A.10), rezultă imediat :

$$B_1k_1\bar{e}_1 + B_2k_2\bar{e}_2 = k(A_1\bar{e}_1 + A_2\bar{e}_2). \qquad (A.12)$$

Bibliografie

[1] *Sucher, M., Fox, J.* Handbook of Microwave Measurements. Polytechnic Press, Interscience, N.Y. 1963.

[2] *Lax, B., Button, K.* Microwave Ferrites and Ferrimagnetics. M Graw Hill Book Comp., Inc., N.Y., 1962.

[3] *Artman, O. J., Tannenwald, E. P.* Measurement of the susceptibility tensor in ferrites. În : J. Appl. Phys., Sept. 1955.

[4] *Gianino, P. D., Capone, B. R., Kelly, E., Masters, I. J.* Technique for polishing single Crystal Yttrium-Iron-Garnet Spheres. În IRE Trans. on MTT, Sept. 1960, p. 569.

[5] *Mullen, E. B., Carlson, E. R.* Permeability tensor values from waveguide measurements. În : Proc. of the IRE, Oct. 1956, p. 1318—1323.

[6] *Jones, R. G.* Transmission line measurement of narrow linewidth ferromagnetic samples. În : IEEE Trans. on MTT, Nov. 1963, p. 547—548.

[7] *Courtois, L., Lemaire, B.* Mesure du tensor susceptibilité des ferrites. În : C. R. Acad. Sc., t. **256**, p. 3265—3267.

[8] *Chan Song Lint, B., Priou, A.* Characterization of magnetic materials in the millimeter — wave range (60—90 GHz). IEEE Trans. on MTT. Nov. 1976, p. 883—886.

[9] *Ogasawara, N., Fuse, N., Inui, T., Saito, I.* Highly sensitive procedures for measuring permeabilities ($\mu\pm$) for circularly polarized fields in microwave ferrites. În : IEEE Trans. on Magnetics, May 1976, p. 256—259.

[10] *Bady, I.* Effect of transmission line mismatch on cavity *Q*, with particular application to ferrite dielectric loss measurements. În : IEEE Trans. on MTT, March 1969, p. 165.

CZ 621.315.615.2

PERMITIVITATE RELATIVĂ
PIERDERI DIELECTRICE
ULEI ELECTROIZOLANT

Măsurarea permitivităţii relative şi a tangentei unghiului de pierderi dielectrice ale uleiului de transformator

MURMUR STOICA * — BUCUREŞTI

Introducere

Teoria generală a dielectricilor lichizi arată că doi parametri extrem de importanţi — permitivitatea relativă şi tangenta unghiului de pierderi dielectrice — înregistrează o evoluţie caracteristică funcţie de temperatură, atunci cînd aceasta variază într-un domeniu larg. Dependenţa de temperatură a celor doi parametri este distinctă şi este influenţată în mod diferit, dar specific, de proprietăţile intriseci ale dielectricului şi de gradul de impurificare a acestuia. Astfel, variaţia permitivităţii funcţie de temperatură este dictată de structura polară şi de viscozitatea dielectricului, în timp ce variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice este direct influenţată de conţinutul de impurităţi şi de viscozitate.

În cazul uleiului de transformator, punerea în evidenţă a conţinutului de impurităţi prin studierea dependenţei tangentei unghiului de pierderi dielectrice de temperatură este calea cea mai frecventă de apreciere a gradului de contaminare, produsă fie de agenţi externi, fie prin îmbătrînire. Dat fiind caracterul practic nepolar al acestui dielectric lichid nu este de aşteptat ca variaţia permitivităţii sale cu temperatura să pună în evidenţă vreo comportare anormală. Cu toate acestea, înregistrarea valorilor acestui parametru, odată cu acelea ale tangentei unghiului de pierderi dielectrice, este importantă deoarece, permitivitatea fiind o caracteristică de material, permite o verificare indirectă a calităţii măsurătorilor.

Deşi performanţele electrice ale uleiurilor minerale sînt măsurate sistematic de multe decenii, există printre specialişti opinia că rezultatele sînt mai mult orientative din cauza dispersiei mari de care sînt, în general, afectate.

În cele ce urmează autorul îşi propune să arate că, la gradul de sensibilitate şi precizie

* Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — Bucureşti.

al aparaturii utilizate astăzi şi în condiţii de lucru atent elaborate, rezultatele măsurătorilor efectuate asupra uleiurilor minerale pot deveni definitorii pentru proprietăţile acestora.

1. Modul de lucru

Măsurătorile se execută, de regulă, asupra unui condensator cilindric al cărui dielectric este format din uleiul studiat. Pentru ca valorile măsurate să corespundă stării reale a uleiului este necesar ca între electrozi şi ulei să nu aibă loc nici un fel de interacţiune. Această condiţie este cu atît mai importantă cu cît, prin construcţie, cantitatea redusă de ulei introdusă în condensatorul de măsură prezintă o suprafaţă mare de contact cu electrozii acestuia. Problema interacţiunii pune în discuţie două aspecte: acela al materialului din care sînt făcuţi electrozii şi acela al curăţirii lor riguroase înaintea fiecărei umpleri a condensatorului cu ulei. În ceea ce priveşte materialul, se pare că cea mai bună soluţie — în stadiul actual al tehnicii — este realizarea celulei de măsură din oţel inoxidabil. Odată rezolvată problema materialului, rămîne aceea a adoptării unei tehnologii de spălare şi a verificării ei. În această direcţie există în literatură recomandări, bazate în special pe utilizarea solvenţilor volatili, destul de comode, dar care, după experienţa noastră, nu conduc la cele mai bune rezultate. Cel puţin atîta timp cît solvenţii în cauză nu sînt redistilaţi, ci sînt folosiţi sub forma oferită în comerţ. În ceea ce ne priveşte ne-am oprit la următoarea metodă [1] care oferă cele mai sigure rezultate; operaţiile sînt indicate în succesiunea lor:

1 — demontarea completă a celulei;
2 — degresarea tuturor pieselor cu tricloretilenă sau benzen;
3 — clătire cu acetonă p.a.;
4 — clătire cu apă distilată;
5 — fierbere 30 minute, într-o soluţie de 5% fosfat trisodic în apă distilată;
6 — spălare abundentă cu apă curentă caldă;
7 — clătire cu apă distilată caldă;
8 — după scurgerea excesului de apă, piesele componente ale celulei de măsură se usucă într-o etuvă curată timp de 2—4 ore la 100°C;
9 — celula se montează şi, în cazul cînd nu se utilizează imediat, se păstrează în exicator în prezenţa unui agent de uscare (de preferinţă silicagel).

Este de notat că toate manipulările care survin după operaţia 2 de mai sus se vor face numai cu mănuşi de protecţie rezistente la solvenţi, cleşti, pensete etc., toate într-o stare perfectă de curăţenie. Este necesar, de asemenea, ca vasele folosite în operaţiile de spălare să fie necontaminate, cele mai potrivite fiind cele confecţionate din oţel inoxidabil; la nevoie pot fi folosite şi vase emailate, cu condiţia ca stratul de email să fie intact.

Pentru obţinerea unor rezultate optime se recomandă ca spălarea să se facă imediat după utilizarea celulei.

Deoarece părţile izolante ale celulei se contaminează mai uşor şi se curăţă mai dificil decît cele metalice, verificarea spălării se va face prin măsurarea tangentei unghiului de pierderi dielectrice a celulei goale. O spălare corectă conduce la valori ale acestui parametru aflate sub limita inferioară a domeniului de măsurare al punţii (în cazul nostru $1 \cdot 10^{-5}$). Oricum, valori mai mari de $(3—4) \cdot 10^{-5}$ arată o spălare necorespunzătoare şi deci necesitatea repetării, cel puţin în parte, a operaţiilor de mai sus (de regulă începînd cu punctul 3 sau 5, după caz).

Programul măsurătorilor prezentate în acest articol a fost realizat cu schema şi aparatura prezentate în figura 1, la tensiunea de 1 000 V, 50 Hz, pentru temperaturi în scădere după atingerea stării staţionare la 100°C.

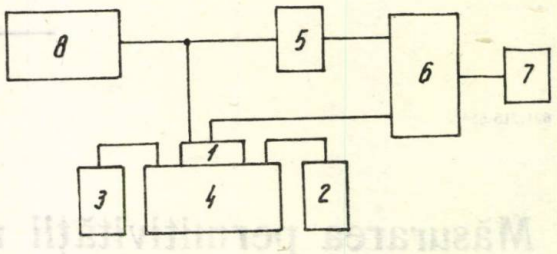


Fig. 1. Schema-bloc a instalaţiei experimentale: *1* — celulă de măsură cu inel de gardă (Tetex 2 903); *2* — punte pentru măsurarea temperaturilor (Tetex 2 105 C); *3* — regulator de temperatură (Tetex 2 965); *4* — sistemul de încălzire a celulei (Tetex 2 903/ls); *5* — condesator etalon 1 000 pF (Tetex 3 320/1 000); *6* — punte tip Schering (Hartman & Braun MES 8); 7 — indicator electronic de nul (Tetex 5 511); *8* — sursă de alimentare.

În cadrul lucrării a fost studiat uleiul special de transformator elaborat de Rafinăria nr. 1-Ploieşti (NI 116/1977); s-a folosit numai ulei nou.

Verificarea posibilităţii de obţinere a unor măsurători concludente a parametrilor uleiului de transformator s-a făcut mai întîi prin aplicarea testelor statistice, de normalitate, Fischer şi Student, unor serii de măsurători repetate, apoi prin compararea, cu ajutorul analizei de regresie, a datelor obţinute experimental cu dependenţele funcţionale prevăzute teoretic.

Punctele marcate pe grafice reprezintă media rezultatelor obţinute în seriile de măsurători ale mărimii respective pentru o anumită valoare a temperaturii. Curbele trasate pe grafice sînt rezultatul estimaţiei liniare efectuate pe baza analizei de regresie.

2. Rezultate și discuții

Curentul printr-un condensator cu dielectric real se exprimă în complex, funcție de tensiunea aplicată, prin relația:

$$\underline{I} = j \cdot \omega \cdot \underline{\varepsilon} \cdot C_0 \cdot \underline{U}, \tag{1}$$

în care: ω este pulsația tensiunii de alimentare, $\underline{\varepsilon}$ — permitivitatea complexă a dielectricului,

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j \cdot \varepsilon'', \tag{2}$$

C_0 — capacitatea unui condensator cu aceeași formă și aceleași dimensiuni geometrice ca și condensatorul considerat, dar avînd vidul ca dielectric; dacă condensatorul cu dielectric real are capacitatea C, atunci între capacitățile celor două condensatoare poate fi scrisă relația $C = \varepsilon \cdot C_0$. În general, capacitatea condensatorului C_0 poate fi exprimată sub forma:

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot K_G, \tag{3}$$

unde K_G este un factor, avînd dimensiunea fizică de lungime, care ține seama de forma și dimensiunile geometrice ale condensatorului.

Dacă se ține seama de (2), expresia curentului prin condensatorul cu dielectric real devine:

$$\underline{I} = \omega(\varepsilon'' + j \cdot \varepsilon') \cdot C_0 \cdot \underline{U}, \tag{4}$$

scoțînd astfel în evidență existența a două componente: una în fază cu tensiunea aplicată:

$$\underline{I}_a = \omega \cdot \varepsilon'' \cdot C_0 \cdot \underline{U}, \tag{5}$$

caracterizînd pierderile de putere activă în dielectric, fără a face vreo referire la mecanismul care le produce, iar a doua, în cuadratură cu tensiunea aplicată,

$$\underline{I}_c = j \cdot \omega \cdot \varepsilon' \cdot C_0 \cdot \underline{U}, \tag{6}$$

care ține seama numai de fenomenele de polarizare, socotind, deci, dielectricul ideal.

Prin urmare, în cazul condensatorului cu dielectric real, aceeași diferență de potențial, egală cu tensiunea aplicată la bornele condensatorului, determină atît curentul activ — de pierderi — cît și curentul de polarizare al dielectricului. Rezultă că modelul fizic al condensatorului cu dielectric real va putea fi reprezentat sub forma unei scheme echivalente compusă din două elemente conectate în paralel (fig. 2): un rezistor, definit de relația:

$$R_p = \frac{\underline{U}}{\underline{I}_a}, \tag{7}$$

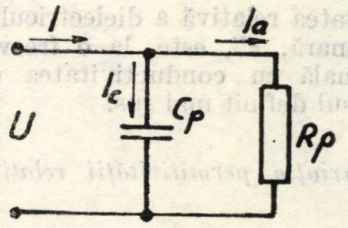


Fig. 2. Schema echivalentă a dielectricului cu pierderi.

care va ține seama de pierderile din dielectric, și un condensator cu dielectric ideal:

$$C_p = \frac{\underline{U}}{\underline{I}_c}. \tag{8}$$

Din ecuațiile (5) ... (8) se deduc relațiile dintre elementele schemei echivalente și parametrii care definesc condensatorul cu pierderi:

$$R_p = \frac{1}{\omega \cdot \varepsilon'' \cdot C_0}, \tag{9}$$

$$C_p = \varepsilon' \cdot C_0. \tag{10}$$

Dacă se ține seama că atît pierderile, cît și polarizarea, sînt fenomene care au loc în tot volumul dielectricului, considerat macroscopic izotrop, atunci elementele schemei echivalente mai pot fi exprimate și prin relațiile:

$$R_p = \frac{1}{\sigma_a \cdot K_G}, \tag{11}$$

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot K_G, \tag{12}$$

în care σ_a este o conductivitate care materializează toate categoriile de pierderi din dielectric.

Din identificarea expresiilor (9) cu (11), respectiv (10) cu (12) se obține, ținînd seama și de (3):

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma_a}{\omega \cdot \varepsilon_0}, \tag{13}$$

$$\varepsilon' = \varepsilon_r, \tag{14}$$

din care rezultă, conform definiției, expresia tangentei unghiului de pierderi dielectrice:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma_a}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}. \tag{15}$$

Ecuațiile (13) și (14) scot în evidență semnificația fizică a componentelor permitivității complexe. Partea reală, ε', reprezintă chiar

permitivitatea relativă a dielectricului, iar partea imaginară, ε'', este, la o frecvență dată, proporțională cu conductivitatea dielectricului în sensul definit mai sus.

2.1. Variația permitivității relative cu temperatura

Legătura dintre permitivitatea relativă ε_r, considerată ca parametru macroscopic și polarizabilitatea medie de deformare α — parametru microscopic — se exprimă pentru un lichid dielectric nepolar prin ecuația Clausius-Mosotti:

$$\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \frac{M}{\gamma} = \frac{N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0} \tag{16}$$

în care: ε_0 este permitivitatea spațiului liber, M — masa moleculară, γ — densitatea, N_A — numărul lui Avogadro, α — polarizabilitatea medie de deformare.

Dacă se consideră acum dependența densității de temperatură:

$$\gamma = \frac{m}{V} = \frac{m}{V_0(1 + \beta \cdot \Delta T)} = \frac{\gamma_0}{1 + \beta \cdot (T - T_0)}, \tag{17}$$

în care V_0 și $\gamma_0 = m/V_0$ sînt volumul, respectiv densitatea, la T_0 și β — coeficientul de dilatare în volum, atunci ecuația (16) devine:

$$\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 2} = \frac{\gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \cdot [1 + \beta \cdot (T - T_0)]}, \tag{18}$$

de unde, printr-o serie de transformări algebrice, se ajunge la:

$$\varepsilon_r = \frac{T + \dfrac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \cdot (1 - \beta \cdot T_0) + 2 \cdot \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}}{T + \dfrac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M (1 - \beta\, T_0) - \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}}, \tag{19}$$

sau:

$$\varepsilon_r = 1 + \frac{\dfrac{\gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{\varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}}{T + \dfrac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \cdot (1 - \beta \cdot T_0) - \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}}, \tag{20}$$

din care se deduce:

$$\frac{1}{\varepsilon_r - 1} = A + B \cdot T, \tag{21}$$

cu:

$$A = \frac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \cdot (1 - \beta \cdot T_0) - \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}, \qquad B = \frac{\varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}{\gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}. \tag{22}$$

Prin urmare, conform relației (21), $1/(\varepsilon_r - 1) = f(T)$ prezintă o variație liniară. Analiza de regresie a datelor experimentale, colectate prin toate seriile de măsurători duce la estimarea coeficienților ecuației liniare (21):

$$A = 0{,}447 \quad B = 1{,}07 \cdot 10^{-3}\ K^{-1} \tag{23}$$

pentru un coeficient de corelare $r = 0{,}999$.

Corelarea foarte bună a rezultatelor experimentale cu relația (21), pusă în evidență și de figura 3, ne permite să afirmăm că, cel puțin

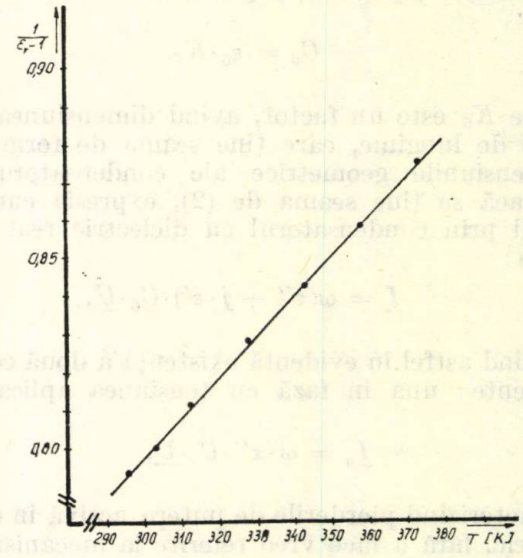


Fig. 3. Variația permitivității cu temperatura: $1/(\varepsilon_r - 1) = f(T)$.

din punct de vedere calitativ, premizele teoretice concretizate în aplicarea la uleiul de transformator a ecuațiilor (16) și (17) au fost corecte.

Pentru a realiza și o verificare cantitativă, se pornește de la faptul că ecuația (21) se verifică pentru uleiul studiat, pentru valorile (23) ale parametrilor A și B, în orice punct al domeniului de temperaturi investigat; deci și pentru $T = 298$ K (25°C) la care este indicată valoarea medie $\gamma_0 = 870$ kg/m³. Din sistemul de ecuații (22) se obține:

$$\beta = \frac{3 \cdot B}{3 \cdot A + 3 \cdot T_0 \cdot B + 1} = 9{,}48 \cdot 10^{-4}\ K^{-1} \tag{24}$$

valoarea apropiată de cele măsurate de obicei pe cale directă :

$$\beta = (7 \ldots 8) \cdot 10^{-4} K^{-1}$$

2.2 Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu temperatura

Relația (15) dedusă anterior arată că dependența tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu temperatura se poate produce numai prin intermediul permitivității relative și a conductivității globale a dielectricului. Deoarece dependența permitivității relative cu temperatura a fost deja dedusă teoretic și verificată experimental, rămîne să fie verificată variația conductivității cu temperatura.

Așa cum s-a arătat, σ_a ține seama de toate categoriile de pierderi atît prin conducție, cît și prin polarizare. În cazul general, variația cu temperatura a acestei mărimi va fi determinată de combinarea dependențelor particulare a fiecărei componente a conductivității luată în parte. Totuși, deoarece uleiul mineral este practic nepolar, se poate admite că pierderile de polarizare sînt neglijabile în raport cu cele de conducție, cel puțin ca ipoteză de lucru. Rămîne deci să deducem variația cu temperatura a conductivității referitoare numai la deplasarea purtătorilor sub efectul cîmpului stabilit în dielectric; verificarea prin datele experimentale a acestei dependențe va constitui totodată și verificarea ipotezei de la care s-a pornit.

În cazul cîmpurilor slabe, conductivitatea se definește prin :

$$\sigma_a = n \cdot q \cdot \mu, \tag{25}$$

unde n, q și μ reprezintă, numărul pe unitatea de volum, respectiv sarcina și mobilitatea purtătorilor care participă la conducție.

Mobilitatea ionilor variază cu temperatura, prin intermediul viscozității lichidului, după o ecuație de forma :

$$\mu = \mu_0 \cdot e^{-\frac{W_m}{k \cdot T}}. \tag{26}$$

Totuși, creșterea conductivității cu temperatura nu poate fi datorată numai creșterii mobilității ionice ci, de asemeni, unui număr crescut de ioni creați prin disocierea activată termic a impurităților, creștere exprimată prin relația :

$$n = n_0 \cdot e^{-\frac{W_n}{k \cdot T}}. \tag{27}$$

Din ultimele trei ecuații rezultă dependența de temperatură a conductivității sub forma :

$$\sigma_a = \sigma_0 \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}}, \tag{28}$$

în care : $\sigma_0 = n_0 \cdot q_0 \cdot \mu_0$, $W = W_n + W_m$ — energia de activare a procesului de conducție, k — constanta Boltzman ($8{,}63 \cdot 10^{-5}$ eV/K), T — temperatura absolută.

Din (15), (19) și (28) rezultă :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\sigma_0}{\omega \cdot \varepsilon_0} \cdot \frac{T + D}{T + C} \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}}, \tag{29}$$

în care :

$$C = \frac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \cdot (1 - \beta \cdot T_0) + 2 \cdot \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M},$$

$$D = \frac{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot M \, (1 - \beta \cdot T_0) - \gamma_0 \cdot N_A \cdot \alpha}{3 \cdot \varepsilon_0 \cdot \beta \cdot M}.$$

În cazul în care frecvența este constantă și se ține seama de faptul că variația lui ε cu temperatura este mult mai puțin semnificativă decît variația factorului exponențial, se ajunge la forma aproximativă :

$$\operatorname{tg} \delta = K \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}}, \tag{30}$$

care, prin logaritmare, se transformă într-o ecuație liniară :

$$Y = A + B X, \tag{31}$$

dacă :

$$Y = \ln \operatorname{tg} \delta,$$

$$A = \ln K,$$

$$B = -\frac{W}{10^3 \cdot k}, \tag{32}$$

$$X = \frac{10^3}{T}.$$

Reprezentarea unei ecuații de tipul (30) într-un sistem de coordonate semilogaritmic (log-normal) avînd în abscisă înscrise valorile lui $X = 10^3/T$, numită și reprezentare Arrhenius, are avantajul de a transforma ecuația exponențială dată într-una liniară, de forma (31), a cărei pantă va fi proporțională cu energia de activare W.

O primă serie de măsurători a fost realizată asupra unor probe de ulei nedeshidratat. Rezultatele sînt arătate în figura 4, din care rezultă că punctele experimentale se așază după o curbă care deviază destul de mult de la o dreaptă. Acest fapt sugerează posibilitatea ca parametrii ecuației (30) să nu fie constanți ci dependenți de temperatură, rezultatele satisfăcînd o relație de forma :

$$\operatorname{tg} \delta \, (T) = K \, (T) \cdot e^{-\frac{W(T)}{k \cdot T}}. \tag{33}$$

Explicația cea mai la îndemînă pentru fenomenul constatat pare a fi prezența umidității în probele de ulei folosite. Aceasta poate determina apariția unor purtători suplimentari prin ionizarea impurităților sub efectul cîmpului produs de dipolii permanenți ai moleculelor de apă. Efectul va depinde, în principiu, destul de slab de temperatură, în special prin intermediul viscozității care va condiționa orientarea dipolilor moleculari sub acțiunea cîmpului aplicat. Această componentă a pierderilor, cauzată de prezența umidității, se va însuma cu o a doua componentă determinată de pierderile care oricum au loc în dielectricul fără umiditate, așa încît :

$$\mathrm{tg}\delta = \mathrm{tg}\delta_1 + \mathrm{tg}\delta_2. \qquad (34)$$

Dacă ambele procese de pierderi evoluează funcție de temperatură după ecuații de tipul (30), avînd parametrii K și W diferiți dar constanți :

$$\mathrm{tg}\,\delta_1 = K_1 \cdot e^{-\frac{W_1}{k \cdot T}}, \quad \mathrm{tg}\,\delta_2 = K_2 \cdot e^{-\frac{W_2}{k \cdot T}}, \qquad (35)$$

efectul lor rezultant, măsurabil experimental, va fi :

$$\mathrm{tg}\,\delta = K \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}}. \qquad (36)$$

Se poate arăta că parametrii acestei ultime ecuații sînt de fapt funcții de temperatură, adică (36) este echivalentă cu (33).

Problema se reduce la găsirea expresiilor analitice ale parametrilor K și W din (36) ținînd cont de componentele (35). Din (34), (35) și (36) rezultă :

$$K \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}} = K_1 \cdot e^{-\frac{W_1}{k \cdot T}} + K_2 \cdot e^{-\frac{W_2}{k \cdot T}}, \qquad (37)$$

sau :

$$K \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}} = K_1 \cdot (1 + K_p) \cdot e^{-\frac{W_1}{k \cdot T}}, \qquad (38)$$

în care :

$$K_p = \frac{K_2}{K_1} \cdot e^{-\frac{W_2 - W_1}{k \cdot T}}, \qquad (39)$$

reprezintă raportul probabilităților de producere a celor două fenomene la o temperatură T dată.

Prin derivarea relației (37) se mai obține :

$$W \cdot K \cdot e^{-\frac{W}{k \cdot T}} =$$

$$= \left(W_1 + W_2 \cdot \frac{K_2}{K_1} \cdot \mathrm{e}^{-\frac{W_2 - W_1}{k \cdot T}} \right) \cdot k_1 \cdot e^{-\frac{W_1}{k \cdot T}},$$

care, cu (38) și (39), se transformă în :

$$W(T) = \frac{W_1 + K_p \cdot W_2}{1 + K_p}, \qquad (40)$$

iar din aceasta și (38) rezultă prin operații algebrice :

$$K(T) = K_1 \cdot (1 + K_p) \cdot e^{\frac{k_p}{1+k_p} \cdot \frac{W_2 - W_1}{k \cdot T}}. \qquad (41)$$

Din (40) și (41) apare evidentă dependența de temperatură a celor doi parametri, așa încît :

$$\mathrm{tg}\delta\,(T) = K_1 \cdot (1 + K_p) \cdot e^{\frac{k_p}{1+k_p}} \cdot e^{-\frac{W_1 + k_p \cdot W_2}{1+k_p} \cdot \frac{1}{k \cdot T}}, \qquad (42)$$

reprezentată într-o diagramă Arrhenius nu va mai avea alura unei drepte. Distanțarea maximă față de dreaptă va avea loc pentru $K_p \sim 1$. Atunci cînd raportul probabilităților devine foarte mic ($\lesssim 10^2$), sau foarte mare ($\gtrsim 10^2$), $\mathrm{tg}\delta$ se va aproxima suficient de exact prin $\mathrm{tg}\,\delta_1$, respectiv $\mathrm{tg}\,\delta_2$, după cum rezultă din (40) și (41).

Rămîne de verificat în ce măsură dependența funcțională constatată empiric, ilustrată grafic în figura 4, corespunde expresiei analitice

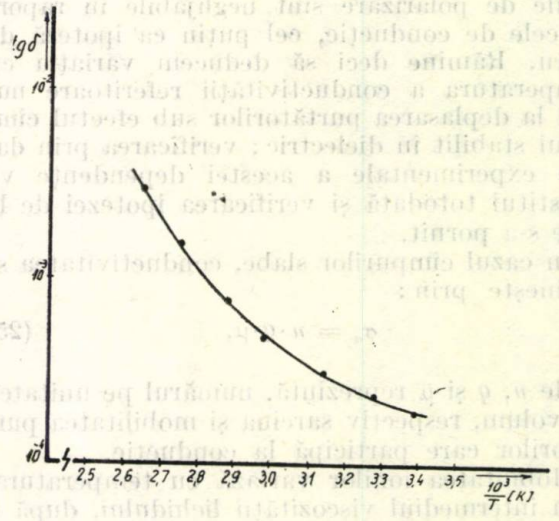


Fig. 4. Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu temperatura pentru ulei nedeshidratat : $\mathrm{tg}\,\delta = f(1/T)$.

(42), adică este rezultanta (34) a două componente (35) care depind exponențial de temperatură, dintre care una cauzată de prezența umidității în ulei.

În acest scop s-a procedat și la măsurarea unor mostre de ulei deshidratate în prealabil 4 ore la 100°C. Rezultatele măsurătorilor sînt ilustrate în figura 5. Se remarcă așezarea punctelor după o dreaptă avînd următorii parametri determinați prin analiza de regresie : $K_2 = 7 \cdot 10^5$, $W_2 = 0{,}63$ eV (pentru un coeficient de corelare $r = 0{,}994$). Prin urmare, unul dintre mecanismele de pierderi, cel propriu uleiului deshidratat, depinde de temperatură după relația :

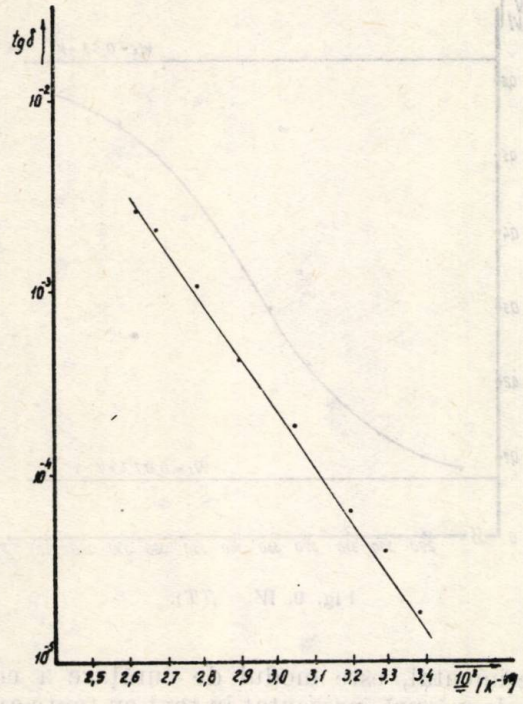


Fig. 5. Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu temperatura pentru ulei deshidratat : $\operatorname{tg}\delta_2 = f(1/T)$.

$$\operatorname{tg}\delta_2(T) = K_2 \cdot e^{-\frac{W_2}{k \cdot T}},$$

cu parametrii K_2 și W_2 constanți.

În continuare, din (36), rezultă :

$$\operatorname{tg}\delta_1(T) = \operatorname{tg}\delta(T) - \operatorname{tg}\delta_2(T)$$

și prin aplicarea acestei relații în mai multe puncte distribuite pe întregul interval de temperaturi studiat, se obține dependența de temperatură a componentei pierderilor cauzate de prezența umidității $\operatorname{tg}\delta_1(T)$ sub formă de tabel. Verificarea faptului că această dependență satisface o ecuație exponențială cu parametri constanți se realizează prin analiza de regresie, din care se obține :

$$K_1 = 3{,}8 \cdot 10^{-3}, \qquad W_1 = 0{,}077 \text{ eV},$$

pentru un coeficient de corelare $r = 0{,}980$.

Valoarea energiei de activare găsită pe această cale este de același ordin de mărime cu energia de activare a viscozității (0,065 ... 0,22 eV) ceea ce arată că ipoteza făcută mai înainte, referitoare la influența viscozității asupra proceselor de conducție determinate de umiditate, este corectă. În figura 6 sînt reprezentate împreună curbele $\operatorname{tg}\delta(T)$, $\operatorname{tg}\delta_2(T)$ și $\operatorname{tg}\delta_1 = \operatorname{tg}\delta(T) - \operatorname{tg}\delta_2(T)$.

Cu valorile găsite pentru parametrii K_1, W_1, K_2 și W_2 se pot calcula prin relațiile (39), (40) și (41), dependențele de temperatură ale parametrilor $K_p(T)$, $K(T)$ și $W(T)$ reprezentate în figurile 7, 8 și 9.

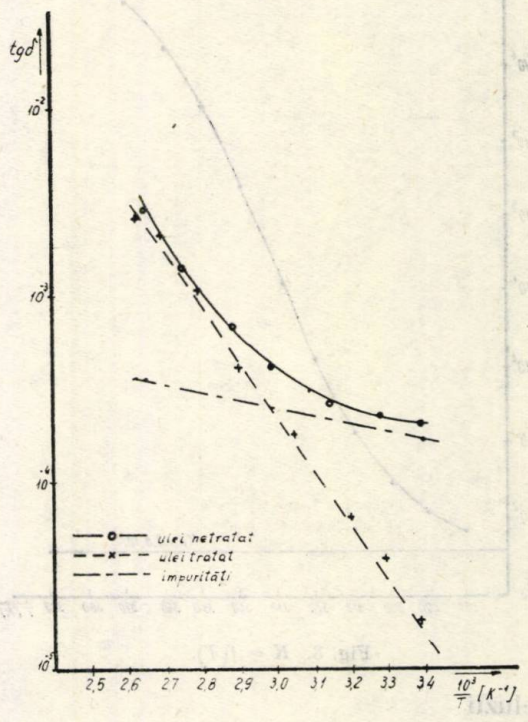


Fig. 6. $\operatorname{tg}\delta = \operatorname{tg}\delta_1 + \operatorname{tg}\delta_2$.

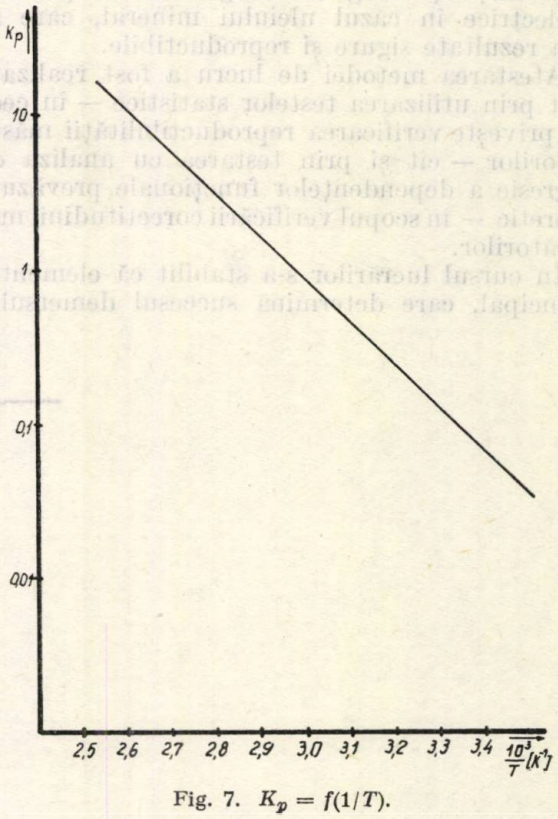


Fig. 7. $K_p = f(1/T)$.

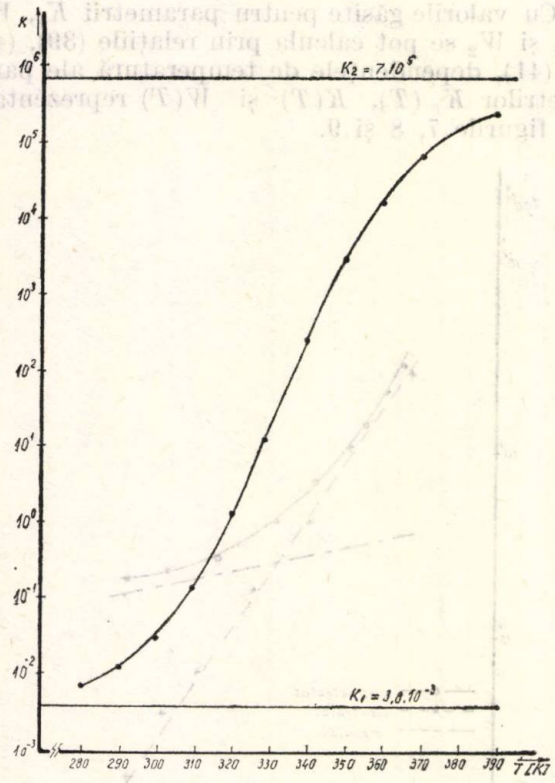


Fig. 8. $K = f(T)$.

Concluzii

În lucrarea prezentată s-a urmărit punerea la punct a unei tehnologii de măsurare a permitivității și tangentei unghiului de pierderi dielectrice în cazul uleiului mineral, care să dea rezultate sigure și reproductibile.

Atestarea metodei de lucru a fost realizată atît prin utilizarea testelor statistice — în ceea ce privește verificarea reproductibilității măsurătorilor — cît și prin testarea cu analiza de regresie a dependențelor funcționale prevăzute teoretic — în scopul verificării corectitudinii măsurătorilor.

În cursul lucrărilor s-a stabilit că elementul principal, care determină succesul demersului

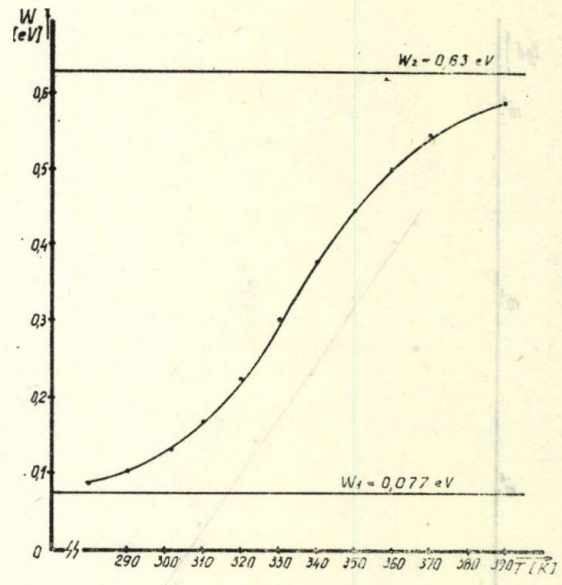


Fig. 9. $W = f(T)$.

experimental, este modul de curățare a celulelor de măsură, prezentat în text cu toate amănuntele.

Un aspect important elucidat în cadrul lucrării a fost și acela al influenței umidității conținute în ulei, asupra dependenței de temperatură a tangentei unghiului de peirderi dielectrice. De asemeni, a fost verificată experimental ipoteza că într-un lichid practic nepolar — cum este și uleiul de transformator — tangenta unghiului de pierderi dielectrice reprezintă cu bună aproximație numai pierderile prin conducție.

Bibliografie

[1] *Coquillion, J.* Contrôle des isolants liquides par les mesures de résistivité et de pertes diélectriques. Relation entre ces mesures. În R.G.E., vol. **73**, nr. 12, dec. 1964, p. 603...614.

CZ 621.3.013.1

METODA ELEMENTELOR FINITE
CÎMP MAGNETIC STAȚIONAR

Observații privind aplicarea metodei elementelor finite la rezolvarea problemelor de cîmp magnetic staționar

IOAN FELICIAN SORAN, MARIN MIHALACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

La rezolvarea problemelor de cîmp magnetic prin metoda elementelor finite, apar, în mod frecvent, dificultăți legate de :

— decuparea, din domeniul studiat D, a unui domeniu de calcul D_c cît mai redus, dar care să permită reconstituirea soluției pentru întregul domeniu ;

— alegerea funcționalei de minimizat F ;

— evaluarea erorilor de rezolvare a sistemului de ecuații algebrice rezultat prin mecanismul metodei numerice (elemente finite, diferențe finite).

Lucrarea de față sugerează unele căi de surmontare a acestor dificultăți, fiind însoțită de un exemplu numeric privind calculul cîmpului magnetic produs de un conductor tubular infinit lung. Acest exemplu permite, pe de o parte, ilustrarea principalelor aspecte privind aplicarea metodei elementelor finite (M.E.F.) și, pe de altă parte, comparația rezultatelor numerice astfel obținute cu soluția analitică cunoscută [5].

1. Alegerea domeniului de calcul, a funcționalei de minimizat și a rețelei de discretizare

O problemă de cîmp magnetic staționar, plan-paralel, formulată în funcție de potențialul magnetic vector A este caracterizată, sub formă locală, de următoarea ecuație diferențială (scrisă în coordonate carteziene) :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial y}\right)=-J\,(x,y). \qquad (1)$$

Condițiile pe frontieră sînt, în general, de tipul :

$$A\,|\,\Gamma' = f(x,y), \qquad (2)$$

$$A\,|\,\Gamma'' = g\,(x,y) \qquad (3)$$

atunci cînd frontiera domeniului de calcul D_c este constituită din porțiuni Γ' pe care A este impus (2) sau din porțiuni Γ'' unde componenta normală a potențialului vector (3) este cunoscută. Este uzuală decuparea unui astfel de domeniu încît pe frontierele acestuia să se poată scrie condiții omogene :

$$f(x,y)=0,\qquad g(x,y)=0. \qquad (4)$$

Metoda elementelor finite este un procedeu direct al calculului variațional care construiește soluția aproximativă a problemei de cîmp în domeniul D_c minimizînd o funcțională potrivit aleasă sau potrivit construită.

Se poate obține funcționala corespunzătoare problemei formulată prin (1), (2) și (3), pornind de la anularea ponderată a reziduului produs de înlocuirea soluției aproximative A în (1), (2) și (3). Alegînd, după un procedeu de tip Galerkin, drept funcție de ponderare chiar funcția de aproximare a soluției, obținem funcționala de minimizat sub forma :

$$F=\iint_{D_c}\frac{1}{2}\left[\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2+\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)^2-2JA\right]\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y-\int_{\Gamma''}\frac{1}{\mu}A\,g\,\mathrm{d}s, \qquad (5)$$

în care a doua integrală se efectuează numai pe porțiunile Γ'' ale frontierei Γ a domeniului D_c.

Domeniul de calcul D_c nu trebuie să coincidă neapărat cu domeniul D însă el trebuie astfel ales încît soluția obținută pe acest domeniu restrîns să permită reconstituirea soluției problemei pe întreg domeniul D. Domeniul de calcul D_c este apoi decupat, printr-o rețea potrivit aleasă, într-un număr finit de elemente (NE) rezultînd N noduri, dintre care în NA noduri potențialul vector A este necunoscut.

Prin mecanismul ei, metoda elementelor finite generează un sistem de ecuații algebrice de forma :

$$[M]\,[A]=[TL], \qquad (6)$$

unde matricea sistemului $[M]$ este pătrată de dimensiuni $NA\times NA$, vectorul [A] conține valorile potențialului magnetic A în nodurile active

* Institutul politehnic — București.

ale rețelei, iar $[TL]$ este termenul liber provenit din încărcarea electromagnetică și dimensiunile geometrice ale rețelei.

Existînd limite ale numărului de noduri active (NA) posibil de utilizat, respectiv ale numărului de elemente (NE) în care poate fi decupat domeniul D_c, rezultă interesul ca acesta să fie cît mai redus ca dimensiuni pentru a avea o finețe a discretizării satisfăcătoare. În multe probleme, domeniul D_c se separă din D prin linii de cîmp (echipotențiale, $A = f = \text{const.}$) și linii de simetrie $\left(\frac{\partial A}{\partial n} = g = 0\right)$, astfel că din funcționala (5) rămîne doar primul termen, integrala pe curba Γ'' fiind nulă în aceste condiții. Dacă acest lucru nu este totdeauna posibil, se pot utiliza și alte decupări, care, dacă precizează pe $g(x, y)$ sînt perfect valabile, funcționala de minimizat fiind însă expresia completă (5).

2. Evaluarea erorilor de rezolvare a sistemelor mari de ecuații algebrice rezultate în M.E.F.

Strategia de rezolvare a sistemului (6) depinde în mare măsură de următoarele proprietăți ale matricei $[M]$;

— talie mare ($10^2 \div 10^3$ ecuații),
— simetrica și pozitiv definită,
— de diagonală slab dominantă,
— prost condiționată (pentru medii puternic neomogene),
— rară și de tip bandă în condițiile unei numerotări adecvate a nodurilor rețelei.

În mod uzual, sistemul (6) se poate rezolva prin metode directe sau prin metode iterative, acestea din urmă fiind recomandate pentru rezolvarea sistemelor foarte mari, cînd numărul de operații aritmetice necesar unei metode directe ar crește foarte mult, conducînd la erori de trunchiere apreciabile.

Dintre metodele directe (cele mai avantajoase, din punct de vedere al timpului de calcul, pentru sisteme ce nu depășesc circa 1 000 de ecuații, o lățime de bandă de aproximativ 5% și o umplere a benzii de 10%) mai uzuale sînt eliminarea Gauss și schema Cholesky. Prima este avantajoasă atunci cînd se utilizează fișiere pe disc, deoarece generarea matricei $[M]$ poate fi făcută progresiv, în același timp cu eliminarea. Schema Cholesky are în schimb avantajul că, la un același număr de ecuații, necesită un număr de operații aritmetice aproximativ jumătate din cel necesar metodei Gauss.

Pentru evaluarea erorilor de rezolvare a sistemului (6) se va genera o matrice de control $[MC]$ similară matricei $[M]$ din punct de vedere al proprietăților enumerate mai sus: simetrie, grad de umplere, diagonală slab dominantă, bandă, condiționare. Condiționarea matricei $[M]$, definită ca raportul maxim al elementelor diagonalei principale, este, în mod aproximativ dată de raportul dintre valorile maximă și minimă ale permeabilităților magnetice din domeniul de calcul. Impunînd apoi o soluție de tipul:

$$[x] = [1, -1, 1, -1, \ldots]^t, \tag{7}$$

se calculează termenul liber $[B]$:

$$[B] = [MC] \times [X], \tag{8}$$

după care se rezolvă sistemul:

$$[MC] \times [Y] = [B].$$

Norma vectorului eroare:

$$[E] = [x] - [Y],$$

ne permite să obținem eroarea de rezolvare a sistemului.

În acest mod au fost testate schemele Gauss și Cholesky pentru un număr variabil de ecuații ale sistemului (9) și diverse condiționări ale matricei $[MC]$. A rezultat o eroare maximă de aproximativ 2% pentru metoda Gauss și de 1% pentru metoda Cholesky, la un număr de ecuații egal cu 1 200 și un raport de condiționare de 100:1, eroarea nedepășind 4% pentru schema Gauss la 800—1 000 de ecuații și un raport de condiționare de 400:1 și 500:1. Metoda de evaluare a erorilor, prezentată mai sus, poate fi aplicată în același fel și unei metode iterative de rezolvare a sistemului (6).

3. Aplicație

Pentru exemplificarea celor de mai sus se va rezolva printr-o metodă numerică (M.E.F.) o problemă clasică, și anume, calculul cîmpului magnetic staționar produs de un conductor tubular (de rază interioară R_1 și exterioară R_2 ca în fig. 1 a) parcurs de un curent de conducție de densitate J. Soluționarea analitică a acestei probleme, în termeni de potențial magnetic vector A, este efectuată în [5] (și reprezentată grafic în fig. 1 b), rezolvarea ei și pe cale numerică fiind deosebit de instructivă, permițînd, pe de o parte, exemplificarea tuturor tipurilor de condiții pe frontieră prezentate în § 1, și pe de altă parte compararea soluției numerice (aproximative) obținută cu cea analitică (exactă).

3.1. Alegerea domeniului de calcul

Deoarece problema prezintă simetrie axială, din domeniul D — plan paralel, reprezentat în figura 1a și extins la infinit în direcție

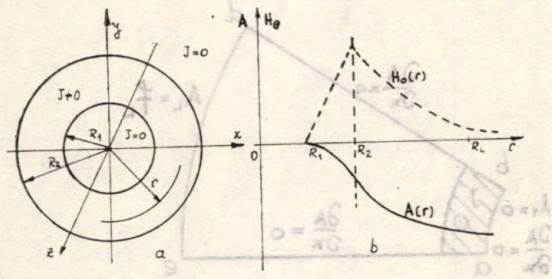


Fig. 1

radială — se va decupa domeniul de calcul D_c constituit dintr-un sector de cerc de deschidere unghiulară θ, delimitat în direcție radială de razele $r = R_1$ și $r = R_L$, ca în figura 2.

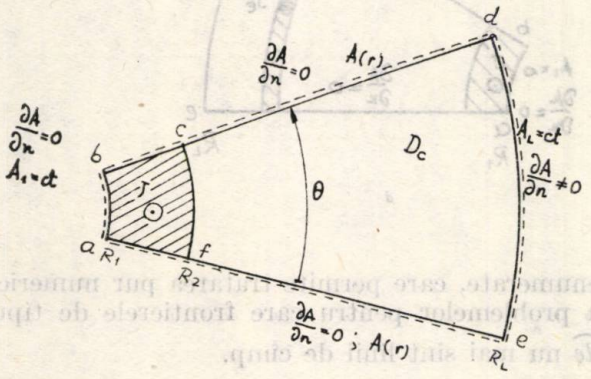


Fig. 2

Pe frontiera domeniului de calcul, cîmpul magnetic prezintă următoarele particularități:

a — arcele de cerc $\widehat{ab}$ și $\widehat{de}$ sînt linii de cîmp, respectiv linii echipotențiale ($A = \text{const.}$), avînd satisfăcută deci o condiție de tip Dirichlet particulară:

$$A|_{\widehat{ab}} = A|_{r=R_1} = A_1 = \text{const.},$$
$$\text{și} \qquad (11)$$
$$A|_{\widehat{de}} = A|_{r=R_L} = A_L = \text{const.}$$

Din punct de vedere al derivatei în raport cu normala, $\frac{\partial A}{\partial n}$ se poate scrie:

$$\left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{\widehat{ab}} = \left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{r=R_1} = \left.\frac{\partial A}{\partial r}\right|_{r=R_1} = -\frac{1}{\mu_0} H_\theta(r)|_{r=R_1} = 0, \qquad (12)$$

respectiv o condiție de tip Neumann omogenă, și:

$$\left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{\widehat{de}} = \left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{r=R_L} = \left.\frac{\partial A}{\partial r}\right|_{r=R_L} = -\frac{1}{\mu_0} H_\theta(r)|_{r=R_L} = -\frac{I}{\mu_0 \cdot 2\pi R_L}, \qquad (13)$$

o condiție de tip Neumann particulară, unde I reprezintă curentul total din conductor, iar H_θ, componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic;

b) — razele $\overline{bd}$ și $\overline{ae}$, fiind ortogonale liniilor de cîmp, sînt porțiuni de frontieră ce satisfac o condiție de tip Neumann omogenă:

$$\left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{\overline{bd}} = \left.\frac{\partial A}{\partial \theta}\right|_{\overline{bd}} = 0$$
$$\text{și} \qquad (14)$$
$$\left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{\overline{ae}} = \left.\frac{\partial A}{\partial \theta}\right|_{\overline{ae}} = 0.$$

Astfel, pe frontierele $\widehat{ab}$, $\overline{bd}$, și $\overline{ae}$ este întotdeauna satisfăcută o condiție de tip Neumann omogenă $\left(\frac{\partial A}{\partial n} = 0\right)$, situație în care funcționala (5) nu mai conține integrala pe curba Γ''. Conform posibilităților de tratare a porțiunii $\widehat{de}$ din frontieră se pot lua în considerație următoarele patru modele de calcul:

1. *Modelul cu* $\frac{\partial A}{\partial n}$ *impus* $\left(\frac{\partial A}{\partial n} = g_L\right)$ *pe frontiera* $\widehat{de}$ $(r = R_L)$

Se alege $A_L = 0$ (ca în soluția analitică, [5]) iar $\left.\frac{\partial A}{\partial n}\right|_{r=R_L}$ este calculat cu relația (13). Acest model (reprezentat în fig. 3 a) prezintă, deci, o condiție Neumann neomogenă, antecalculată cu teorema lui Ampere $\left(g_L = \frac{-I}{\mu_0 \cdot 2\pi R_L}\right)$, funcționala de minimizat fiind expresia completă (5).

2. *Modelul cu* A *impus* $(A = A_L)$ *pe frontiera* $\widehat{de}$

Față de modelul 1 acest model (fig. 3 b) prezintă pe frontiera $\widehat{de}$ o condiție de tip Dirichlet neomogenă ($A = A_L = \text{const.}$), necesitînd antecalcularea acesteia dintr-o soluție analitică completă a problemei. În schimb, funcționala (5) nu va mai conține integrala pe curba Γ''.

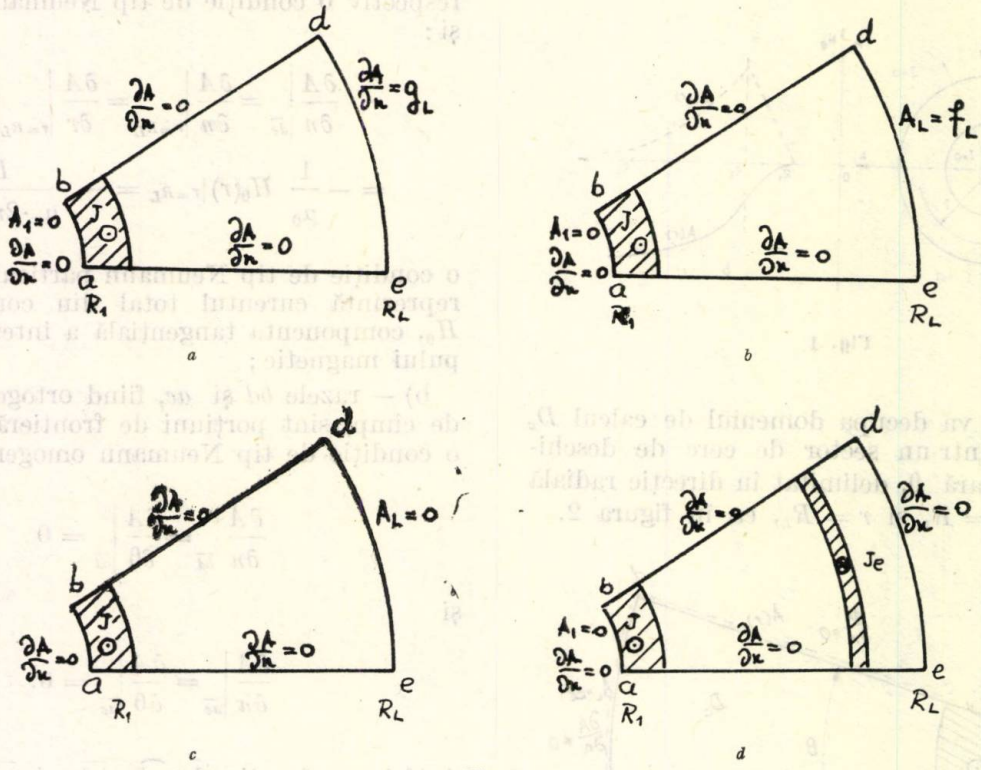


Fig. 3

3. Modelul cu $A_L = 0$ pe frontiera $\widehat{de}$

În modul în care se introduce potențialul vector A, el poate fi determinat pînă la limita unei constante; această constantă se presupune a fi de o asemenea valoare, încît $A_L = 0$. Se obține astfel un model de calcul (fig. 3c) cu condiții pe frontiere mixte (Dirichlet și Neumann), toate omogene, simplificînd, în mare măsură, atît funcționala de minimizare (5), aceasta nemaiconținînd integrala pe curba Γ'', cît și procedura de calcul.

4. Modelul cu $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ pe frontiera $\widehat{de}$

Se poate obține, în mod artificial, o condiție Neumann omogenă $\left(\frac{\partial A}{\partial n} = 0\right)$ pe frontiera $\widehat{de}$, dacă se introduce în domeniul de calcul D_e un conductor cilindric tubular, concentric cu primul, suficient de subțire, de suprafață S_e (fig. 3 d) și parcurs de un curent de "întoarcere" avînd densitatea J_e:

$$J_e = -J^s/S_e \qquad (15)$$

unde S reprezintă suprafața conductorului inițial.

Ca și modelul precedent, acest model este caracterizat tot de condiții omogene pe frontieră, avînd aceleași facilități ca și modelul nr. 3. În plus, este singurul model, dintre cele enumerate, care permite tratarea pur numerică a problemelor pentru care frontierele de tipul $\widehat{de}$ nu mai sînt linii de cîmp.

3.2. Rezultate numerice

S-au efectuat calcule pentru cazul în care $R_1 = 0{,}005$ m, $R_2 = 0{,}011$ m. $R_{i.} = 0{,}2$ m și $J = 0{,}5 \cdot 10^7 \frac{A}{m^2}$.

După alegerea modelului de calcul (§ 3.1) s-a procedat la discretizarea spațială a acestuia obținîndu-se o rețea alcătuită din elemente (triunghiuri de ordinul 1) interconectate prin nodurile acestora. Nodurile din interiorul domeniului și de pe frontierele cu $\frac{\partial A}{\partial n}$ impus sînt noduri active (A — necunoscut). Numerotarea lor s-a făcut astfel încît lărgimea de bandă a matricei $[M]$ să fie minimă. Au rezultat astfel 84 de noduri (N) dintre care 80 de noduri active (NA), respectiv 120 de elemente (NE).

Rezultatele numerice obținute au confirmat echivalența perfectă a modelelor de calcul prezentate mai sus, erorile soluției numerice obținută nedepășind circa 1,5% față de soluția analitică.

4. Concluzii

Din analiza rezultatelor obținute se desprind următoarele observații:

— alegerea potrivită a domeniului de calcul D_c și formularea adecvată a condițiilor pe frontieră, contribuie în mod sensibil la diminuarea efortului de calcul;

— pentru erori de calcul convenabile (circa 1%) metodele directe de rezolvare a sistemului (6) — Gauss și Cholesky — aplicate în cazul matricilor de tip bandă, rare, prost condiționate, permit discretizări avînd maximum 800—1 000 de noduri active, ceea ce este suficient pentru un mare număr de probleme.

Bibliografie

1 *Zienkiewicz, O. C.* La méthode des éléments finis appliquée à l'art de l'ingénieur. Ediscience Paris 1973.

2 *Strang, G., Fix, G.* An analysis of the finite element method. Prentice Hall 1973.

3 *Chung, T. J.* Finite element analysis in fluid dynamics. John Wiley 1969.

4 *Carnahan, B., Luther, H. A., Wilkes, J. O.* Applied numerical methods. John Wiley 1969.

5 *Răduleț, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme I. București, E.D.P., 1970.

CZ 621.317.73: 621.318.4

BOBINĂ
INDUCTANȚA DE DISPERSIE
CALCUL

Inductanța de dispersie a bobinelor cu miez de fier format din tole *E* și *I*

CONSTANTIN GHIȚĂ, ADINA TOMA * — BUCUREȘTI

Introducere

Inductanța de dispersie L_σ a unei bobine cu miez feromagnetic se poate calcula pornind de la energia magnetică înmagazinată în cîmpul magnetic de dispersie al bobinei.

Se consideră bobina feromagnetică a cărei secțiune transversală este prezentată în figura 1. Bobina are miezul feromagnetic confecționat din tole $E + I$. Coloana centrală are secțiunea transversală S_{c2} de două ori mai mare decît secțiunea S_{c1} a unei coloane exterioare. Cele două secțiuni S_{c1} și S_{c2} sînt dreptunghiulare. În jurul coloanei centrale a miezului sînt așezate două înfășurări cu N_1, respectiv N_2 spire, înseriate și parcurse de curentul I.

Bobina are lungimea axială l, mult mai mare decît dimensiunile secțiunii transversale ($l \gg a$, $l \gg b$). Cu a și b s-au notat dimensiunile uneia din cele două ferestre ale bobinei. Pentru bobina considerată s-au mai notat: S_j și l_j — secțiunea și lungimea jugurilor; l_{c1}, l_{c2} — lungimile medii ale coloanei exterioare, respectiv ale coloanei centrale; δ_1, δ_2 — mărimile întrefierurilor bobinei în dreptul coloanei exterioară, respectiv centrală; a_1, a_1', a'; a_2, a_2', d'; b_1 b_1', b'; b_2 b_2', c' — dimensiunile secțiunilor transversale (dreptunghiulare) ale înfășurărilor bobinei, notate în figura 1; h_1, h_2 — înălțimile coloanei exterioară, respectiv centrală; Γ, Σ — perimetrul, respectiv suprafața dreptunghiului care constituie una din cele două ferestre ale bobinei (în care se includ și porțiunile corespunzătoare întrefierurilor δ_1 și δ_2).

Bobina din figura 1 este folosită la încercarea izolației între spirele bobinelor statorice ale motoarelor de curent alternativ, bobine rigide, micanizate pe cele două laturi active ale lor. Izolația dintre spirele acestor bobine se încearcă la o tensiune mai mare decît tensiunea nominală a bobinei. Fiecare bobină mecanizată se încearcă separat, introducînd-o pe coloana centrală a bobinei din figura 1, după ridicarea armăturii mobile (placa plană) a acesteia. Bobina de încercat avînd N_1 spire se înseriază cu înfășurarea cu N_2 spire de pe coloana centrală, care este prevăzută, în general cu mai multe prize. După introducerea bobinei de încercat cu laturile sale în cele două ferestre ale bobinei din figura 1, se așează placa plană pe miezul E al acesteia, se înseriază bobina cu N_1 spire cu aceea cu N_2 spire și se alimentează acestea la o tensiune alternativă U de valoare aleasă, astfel încît valoarea tensiunii U^* care revine bobinei de încercat și care are expresia:

$$U^* = U \frac{N_1}{N_1 + N_2}, \qquad (1)$$

să fie mai mare ca tensiunea de încercare a izolației dintre spirele acesteia, cu o astfel de valoare, încît să se poată compensa căderile de

* Dr. ing. *Ghiță, C.* — Institutul politehnic București, ing. *Toma A* — Intreprinderea de exploatare a lucrărilor de îmbunătățiri funciare, Giurgiu.

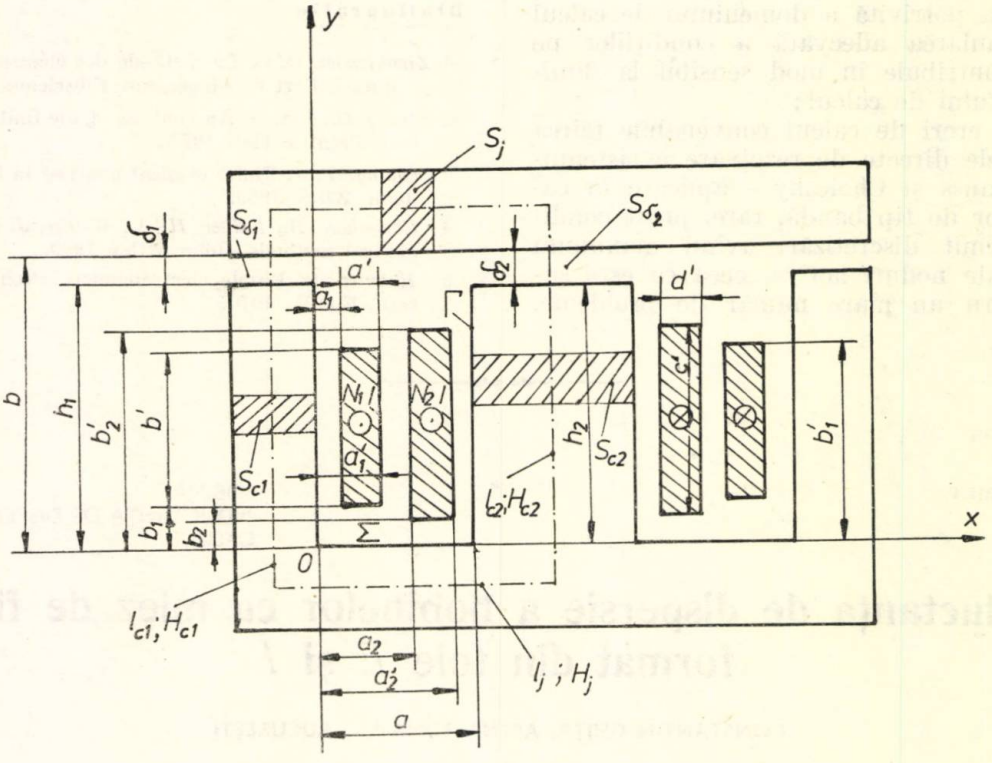


Fig. 1. Schiţa secţiunii transversale prin bobină.

tensiune pe rezistenţa bobinei şi pe reactanţa ei de dispersie. De aceea este necesară cunoaşterea inductanţei de dispersie a bobinei din figura 1.

Înfăşurarea cu prize, avînd numărul total de spire N_2, are astfel scoase prizele, încît la tensiunea dată a reţelei (de exemplu 380 V) să se poată încerca mai multe tipuri de bobine N_1, aparţinînd mai multor motoare. În acest fel se elimină un autotransformator care ar trebui să asigure tensiunea U, a cărei valoare să fie schimbată în funcţie de tipul bobinei de încercat.

Cu bobina din figura 1 se încearcă fiecare bobină a înfăşurării statorice a unui motor de c.a., în general de putere mare (sute sau mii de kW). O încercare a izolaţiei dintre spirele bobinelor motorului prin aplicarea tensiunii de încercare la bornele acestuia (bobinele înfăşurărilor înseriate), ar necesita o instalaţie de putere mare şi de frecvenţă mai mare decît frecvenţa nominală a motorului, instalaţie care ar avea un cost ridicat.

Bobina din figura 1 asigură efectuarea încercării pentru fiecare bobină în parte, simplu şi la un preţ de cost scăzut, avînd două avantaje principale :

— se poate folosi pentru mai multe tipuri de motoare ;

— încercarea are loc la un curent care se poate regla la valoarea nominală a curentului de fază a motorului, reglînd întrefierurile δ_1 şi δ_2 la valori convenabile. În acest fel încercarea se realizează la curent nominal.

Din punct de vedere tehnologic tolele E, trebuie să fie realizate prin ştanţare, iar suprafeţele de contact dintre placa plană a bobinei şi coloanele exterioare şi centrală să fie perfect plane şi rectificate.

1. Calculul cîmpului magnetic de dispersie al bobinei din figura 1

Fluxul magnetic de dispersie al bobinei din figura 1 se compune din trei componente. Prima şi cea mai importantă, este formată din liniile de cîmp care se închid prin fereastra bobinei, între coloana centrală şi exterioară ; a doua este formată din liniile de cîmp care se închid pe la cele două capete frontale ale bobinei, în exteriorul ferestrei între coloana centrală şi exterioară pe înălţimea bobinei şi a treia formată din linii de cîmp ce se închid prin afara coloanelor exterioare pe înălţimea acestora. A treia componentă a fluxului de dispersie este mică şi se poate neglija. Componenta a doua poate avea valori mai mari, dar în cazul bobinei considerate, ea are de asemenea valoare mică, în raport cu prima componentă, deoarece lungimea bobinei s-a considerat a fi mult mai mare decît dimensiunile ei transversale. Se poate spune că, în cazul bobinei considerate, fluxul magnetic de dispersie este, cu aproximaţie, egal cu acela care se închide prin fereastra bobinei.

Se neglijează umflările de flux care se produc la nivelul întrefierurilor δ_1 și δ_2, deoarece aceste întrefieruri au în general valori mici. Chiar și la întrefieruri mai mari, umflările de flux nu sînt incluse în fluxul de dispersie al bobinei, și nu au influență asupra valorii inductanței de dispersie.

Pentru a determina cîmpul magnetic de dispersie din fereastra bobinei se determină întîi potențialul magnetic vector $\bar{A}$, al acestui cîmp. Considerînd problema plan-paralelă, potențialul $\bar{A}$ se determină din ecuația :

$$\Delta\bar{A}\ (x, y) = -\mu_0 \bar{J}(x, y), \qquad (2$$

în care $\bar{J}(x, y)$ este densitatea de curent. Soluția ecuației (2) pentru dreptunghiul de contur Γ și de arie Σ se determină cu aproximația unei constante $\bar{A}_0$ folosind formula celor trei potențiale :

$$\bar{A}(x, y) = \int_{\Sigma} \bar{J}(x_0, y_0)\, G(x, y;\ x_0, y_0)\, \mathrm{d}x_0\, \mathrm{d}y_0 + \qquad (3)$$

$$+ \frac{1}{\mu_0} \oint_{\Gamma} G(x, y;\ x_0, y_0) \frac{\partial \bar{A}(x_0, y_0)}{\partial n}\, \mathrm{d}s_0 + \bar{A}_0,$$

în care $G(x,\ y;\ x_0\, y_0)$ este funcția lui Green-Neumann a operatorului lui Laplace pentru dreptunghiuri. Expresia funcțiunii lui Green este dată în lucrarea [1]. Densitatea de curent J din relațiile (2) și (3) se consideră constantă

Pe frontiera Γ a ferestrei, raportul dintre derivata după normală a potențialului $\bar{A}$ și permeabilitatea vidului μ_0, este egal, în orice punct, cu cîmpul magnetic tangențial.

Considerînd conservarea componentei tangențiale a cîmpului magnetic pe frontiera Γ, ecuația (3) aplicată bobinei din figura 1, capătă forma :

$$A(x, y) = \frac{N_1 I}{a'\, b'} \int_{a_1}^{a_1'} \int_{b_1}^{b_1'} G(x, y;\ x_0\, y_0)\, \mathrm{d}x_0\, \mathrm{d}y_0 +$$

$$+ \frac{N_2 I}{c'\, d'} \int_{a_2}^{a_2'} \int_{b_2}^{b_2'} G(x, y;\ x_0, y_0)\, \mathrm{d}x_0\, \mathrm{d}y_0 +$$

$$+ H_j \left[\int_0^a G(x, y;\ x_0, 0)\, \mathrm{d}x_0 - \int_0^a G(x, y;\ x_0, b)\, \mathrm{d}x_0 \right] + H_{c2} \int_0^{h_2} G(x, y;\ a, y_0)\, \mathrm{d}y_0 - \qquad (4)$$

$$- H_{c1} \int_0^{h_1} G(x, y;\ 0,\ y_0)\, \mathrm{d}y_0 + H_{\delta_2} \int_{h_2}^{b} G(x, y;\ a, y_0)\, \mathrm{d}y_0 - H_{\delta 1} \int_{h_1}^{b} G(x, y;\ 0, y_0)\, \mathrm{d}y_0 + A_0,$$

în care H_j, H_{c1}, H_{c2}, $H_{\delta 1}$ și $H_{\delta 2}$ sînt respectiv intensitățile cîmpurilor magnetice din jug, coloana exterioară, coloana centrală și întrefierurile δ_1 și δ_2. Se notează cu B_j, B_{c1}, B_{c2}, $B_{\delta 1}$ și $B_{\delta 2}$ inducțiile magnetice care corespund cîmpurilor magnetice H_j, H_{c1} H_{c2}, $H_{\delta 1}$ și $H_{\delta 2}$.

Caracteristica de magnetizare a miezului feromagnetic al bobinei se poate exprima analitic cu ajutorul unei funcțiuni exponențiale [2] :

$$H = \alpha(e^{\beta B} - 1), \qquad (5)$$

în care α și β sînt doi coeficienți de material, care se determină folosind două puncte aparținînd caracteristicii de magnetizare. Pentru o aproximare analitică bună a caracteristicii de magnetizare, cele două puncte trebuie alese, unul sub cotul de saturație și celălalt peste acest cot. Legăturile dintre cîmpurile magnetice și inducțiile magnetice din miez și întrefieruri se scriu sub forma :

$$H_j = \alpha(e^{\beta B_j} - 1),\ H_{c1} = \alpha(e^{\beta B_{c1}} - 1),\ H_{c2} = \alpha(e^{\beta B_{c2}} - 1). \qquad (6)$$

$$H_{\delta 1} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta 1},\quad H_{\delta 2} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta 2}.$$

Legea fluxului magnetic aplicată pe suprafețele de trecere dintre coloane și jug, în ipoteza neglijării umflărilor de flux, conduce la relațiile :

$$2 S_j B_j = 2 S_{c1} B_{c1} = 2 S_{\delta 1} B_{\delta 1} = S_{\delta 2} B_{\delta 2} = S_{c2} B_{c2}. \qquad (7)$$

Aplicînd legea circuitului magnetic pe o linie a cîmpului magnetic din miez avem :

$$(N_1 + N_2) I = 2H_j l_j + H_{c1} l_{c1} + H_{c2} l_{c2} + H_{\delta 1} \delta_1 + H_{\delta 2} \delta_2. \qquad (8)$$

Cele 10 relații (6), (7) și (8) permit determinarea celor 10 necunoscute care apar H_j, H_{c1}, H_{c2}, $H_{\delta 1}$, $H_{\delta 2}$, B_j, B_{c1}, B_{c2}, $B_{\delta 1}$, $B_{\delta 2}$. Sistemul format este neliniar datorită relațiilor neliniare care există între cîmpurile și inducțiile din miez. Sistemul se rezolvă aproximativ, folosind metoda iterației. Se determină cîmpul magnetic $H_{\delta 1}$, folosind următorul algoritm [3] :

$$H_{\delta 1} = \lim_{n \to \infty} (H_{\delta 1})_n ;\ \text{practic}\ n = 2 \div 5.$$

$$(H_{\delta 1})_n = \frac{1}{\delta_1 + 2\delta_2 \dfrac{S_{\delta 1}}{S_{\delta 2}}} \{(N_1 + N_2) I -$$

$$- \alpha l_{c1} \left[e^{\mu_0 \beta \frac{S\delta_1}{S_{c1}}(H\delta_1)^{n-1}} - 1\right] - 2\alpha l_j \left[e^{\mu_0 \beta \frac{S\delta_1}{S_j}(H\delta_1)^{n-1}} - 1\right] - \tag{9}$$

$$- \alpha l_{c2} \left[e^{\mu_0 \beta \frac{2S\delta_1}{S_{c1}}(H\delta_1)^{n-1}} - 1\right]\},$$

în care se consideră prima aproximație :

$$(H_{\delta 1})_0 = \frac{(N_1 + N_2) I}{\delta_1 + \delta_2}. \tag{10}$$

Celelalte cîmpuri magnetice se determină cu relațiile :

$$H_{\delta 2} = H_{\delta 1} \frac{S_{\delta 1}}{S_{\delta 2}}; \quad H_{c1} = \alpha \left(e^{\mu_0 \beta \frac{S\delta_1}{S_{c1}} H\delta_1} - 1\right); \tag{11}$$

$$H_{c2} = \alpha \left(e^{\mu_0 \beta \frac{2S\delta_1}{S_{c2}} H\delta_1} - 1\right), \; H_j = \alpha \left(e^{\mu_0 \beta \frac{S\delta_1}{S_j} H\delta_1} - 1\right).$$

Se integrează ecuația (4) și se determină expresia analitică a potențialului magnetic vector $A(x, y)$. Se calculează apoi expresiile analitice ale componentelor inducției magnetice de dispersie după axele Ox și Oy folosind relațiile :

$$B_x(x, y) = \frac{\partial A(x, y)}{\partial y}; \quad B_y(x, y) = - \frac{\partial A(x, y)}{\partial x}. \tag{12}$$

Efectuînd calculele în relațiile (12) se obțin expresiile :

$$B_x(x, y) = - R_1 \left(\frac{2y}{b} - 1\right) - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{b} \cdot$$

$$\cdot R_2(m, n) \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} - \sum_{m=1}^{\infty} R_3(m) \cdot$$

$$\cdot \sin \frac{m\pi y}{b}, \; B_y(x, y) = R_1 \left(\frac{2x}{a} - 1\right) + \tag{13}$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{m}{a} R_2(m, n) \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} +$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} R_4(m) \sin \frac{m\pi x}{a},$$

în care s-au făcut notațiile :

$$R_1 = \frac{\mu_0}{2(a + b)} [(N_1 + N_2) I + H_{c2} h_2 - H_{c1} h_1 +$$

$$+ H_{\delta 1}(h_1 - b) + H_{\delta 2}(b - h_2)], \; R_2(m, n) =$$

$$= \frac{4\mu_0}{\pi ab \left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right]} \left[\frac{I ab}{\pi^2 mn} \left(\frac{N_1 S_1 S_2}{a' b'} + \right.\right.$$

$$\left. + \frac{N_2 S_2 S_4}{c' d'}\right) + \frac{b \cos m\pi}{n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi h_2}{b} \cdot (H_{c2} - H_{\delta 2}) +$$

$$\left. + \frac{b}{n\pi} (H_{\delta 1} - H_{c1}) \cdot \sin \frac{n\pi h_1}{b}\right],$$

$$R_3(m) = \frac{2\mu_0}{m\pi a} \left[\frac{b I}{\pi m} \left(\frac{N_1 S_5}{b'} + \frac{N_2 S_6}{c'}\right) + aH_j (1 - \right. \tag{14}$$

$$- \cos m\pi) + \frac{b}{m\pi} (H_{c2} - H_{\delta 2}) \sin \frac{m\pi h_2}{b} +$$

$$\left. + \frac{b}{m\pi} (H_{\delta 1} - H_{c1}) \sin \frac{m\pi h_1}{b}\right],$$

$$R_4(m) = \frac{2\mu_0}{m\pi b} \left[\frac{aI}{\pi m} \left(\frac{N_1 S_1}{a'} + \frac{N_2 S_3}{d'}\right) + H_{c2} h_2 \cdot\right.$$

$$\cdot \cos m\pi - H_{c1} h_1 + H_{\delta 2}(b - h_2) \cos m\pi +$$

$$\left. + H_{\delta 1}(h_1 - b)\right].$$

În relațiile (14) mai intervin mărimile S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 S_6, care au expresiile definite de funcția :

$$S(x, y, z, u) = \sin \frac{x\pi z}{y} - \sin \frac{x\pi u}{y}, \tag{15}$$

în felul următor :

$$S_1 = S(m, a, a'_1, a_1); \quad S_2 = S(n, b, b'_1, b_1);$$

$$S_3 = S(m, a, a'_2, a_2), \tag{16}$$

$$S_4 = S(n, b, b'_2, b_2); \quad S_5 = S(m, b, b'_1, b_1);$$

$$S_6 = S(m, b, b'_2, b_2).$$

2. Calculul inductanței de dispersie

Energia magnetică înmagazinată în cîmpul magnetic de dispersie al bobinei din figura 1 pentru ambele ferestre, are expresia :

$$W = \int_0^a \int_0^b \frac{B^2(x, y)}{\mu_0} l \, dx \, dy, \tag{17}$$

în care l este lungimea axială a bobinei iar $B(x, y)$ este cîmpul magnetic rezultant, definit cu relația :

$$B^2(x, y) = B_x^2(x, y) + B_y^2(x, y), \tag{18}$$

în care $B_x(x, y)$ și $B_y(x, y)$ sînt date de relațiile (13).

Inductanța de dispersie a bobinei L_σ, raportată la unitatea de lungime are expresia :

$$L_\sigma = \frac{2}{\mu_0 I^2} \int_0^a \int_0^b B^2(x, y)\, dx\, dy. \qquad (19)$$

Inductanța L_σ din relația (19) se calculează cu ajutorul algoritmului de calcul al unei integrale duble, prezentat în lucrarea [4].

3. Verificări numerice

S-a considerat o bobină feromagnetică caracterizată de următoarele date constructive :

$a_1 = 0{,}02$ m ; $a_1' = 0{,}04$ m ; $b_1 = 0{,}001$ m ;
$b_1' = 0{,}031$ m ; $a_2 = 0{,}069$ m ; $a_2' = 0{,}084$ m ;
$b_2 = 0{,}002$ m ; $b_2' = 0{,}042$ m ; $N_1 = 10$ spire ;
$N_2 = 5$ spire ; $a = 0{,}106$ m ; $b = 0{,}073$ m ;
$\delta_1 = 0{,}002$ m ; $\delta_2 = 0{,}003$ m ; $h_1 = 0{,}071$ m ;
$h_2 = 0{,}07$ m ; $S_f = S_{c1} = S_{c2}/2 = 0{,}0307$ m^2 ;
$l_f = 0{,}165$ m ; $l_{c1} = 0{,}132$ m ; $l_{c2} = 0{,}131$ m.

Caracteristica de magnetizare a miezului feromagnetic al bobinei are expresia :

$$H = 4{,}13\,(e^{4{,}02B} - 1), \qquad (20)$$

iar curentul care parcurge cele două înfășurări înseriate are valoarea $I = 50$ A.

Pentru calculul numeric al integralei duble (19) se împarte intervalul $(0, a)$ în $K = 20$ părți și intervalul $(0, b)$ în $L = 16$ părți (K și L iau întotdeauna valori pare). Sumele duble și simple din relațiile (13) s-au calculat considerînd $m = n = 15$. Pentru inductanța L_σ raportată la unitatea de lungime a bobinei, a rezultat valoarea $L_\sigma = 3{,}66 \cdot 10^{-4}$ H.

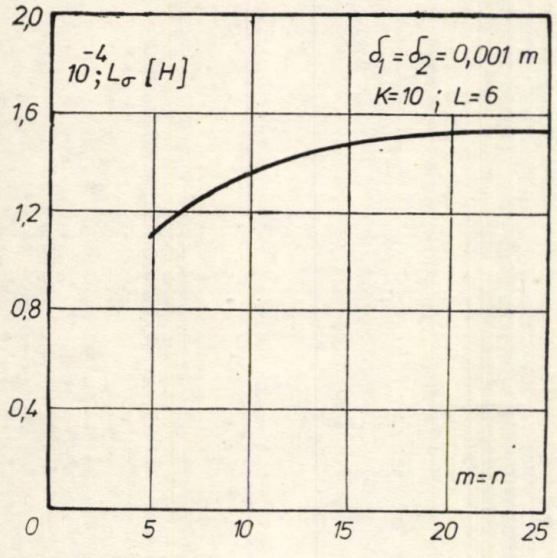


Fig. 2. Referitoare la studiul convergenței seriilor care apar în relațiile (13).

Valoarea inductanței de dispersie depinde de valorile parametrilor K, L, m, n. Este evident că valoarea acestei inductanțe este cu atît mai apropiată de realitate cu cît acești parametri au valori mai mari. Nu este recomandabil să se mărească prea mult aceste valori deoarece timpul de calcul al inductanței L_σ crește mult.

În figura 2 se dă spre exemplificare curba de variație a valorii inductanței L_σ în raport cu valorile indicilor de sumare m și n, toate celelalte mărimi rămînînd constante. Se constată că valorile $m = n = 15$ sînt acceptabile din punct de vedere al preciziei de calcul.

În figura 3 se prezintă variația inductanței L_σ cu mărimea întrefierurilor considerate egale ($\delta_1 = \delta_2 = \delta$).

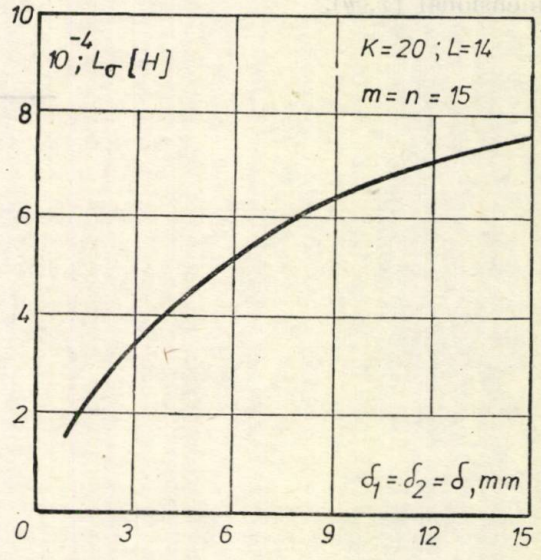


Fig. 3. Dependența inductanței L_σ de mărimea întrefierurilor bobinei.

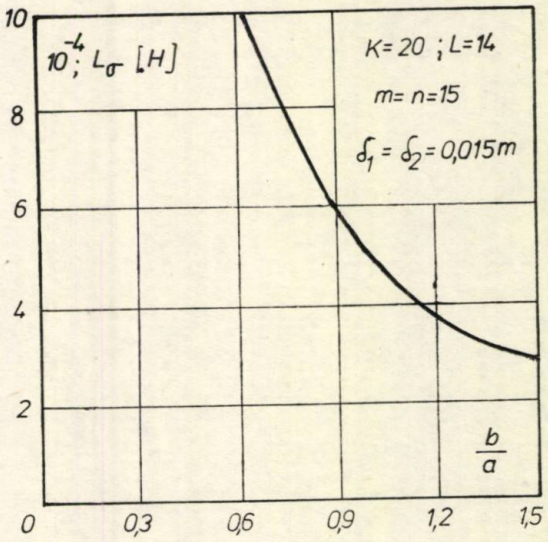


Fig. 4. Dependența inductanței L_σ de geometria ferestrei bobinei.

Dacă se presupun dimensiunile înfășurărilor neschimbate, întrefierul $\delta = 0{,}015$ m și se variază numai înălțimea ferestrei, atunci inductanța L_σ, variază cu raportul b/a, cum se arată în figura 4. Curbele din figurile 3 și 4 au fost ridicate considerînd $m = n = 15$; $K = 20$, $L = 14$; $I = 50$ A.

4. Concluzii

În lucrare se calculează cîmpul magnetic de dispersie și inductanța de dispersie a unei bobine cu fereastră dreptunghiulară, cu miez feromagnetic neliniar avînd și întrefieruri. Neliniaritatea miezului feromagnetic al bobinei este luată în seamă, aproximînd caracteristica de magnetizare cu o funcție exponențială.

Calculele s-au efectuat în ipoteza unei bobine plan paralelă, soluțiile obținute fiind în spațiul, bidimensional (x, y).

Se studiază influența indicilor de sumare m, n, a întrefierului δ și a raportului b/a asupra valorii inductanței de dispersie L_σ.

Bibliografie

[1] *Ciric, I.* Green functions of the Laplace operator for internal Neumann problem. În : Rev. Roum Sci. Techn.-Electrotechn. et. Energ., 1970, **20**, 3.

[2] *Ghiță, C.* Asupra calculului analitic al dublorului feromagnetic de frecvență, În : Electrotehnica, 1973, 2.

[3] *Ghiță, C.* Magnetic dispersion in iron core coils. În : Rev. Roum. Sci. Techn.—Electrotechn. et. Energ. 1979, **24**, 1.

[4] *Ghiță, C.* Calculul cîmpului magnetic de dispersie la transformatoare. În : St. cerc. Electroteh.-Energ., 1974, nr. 2.

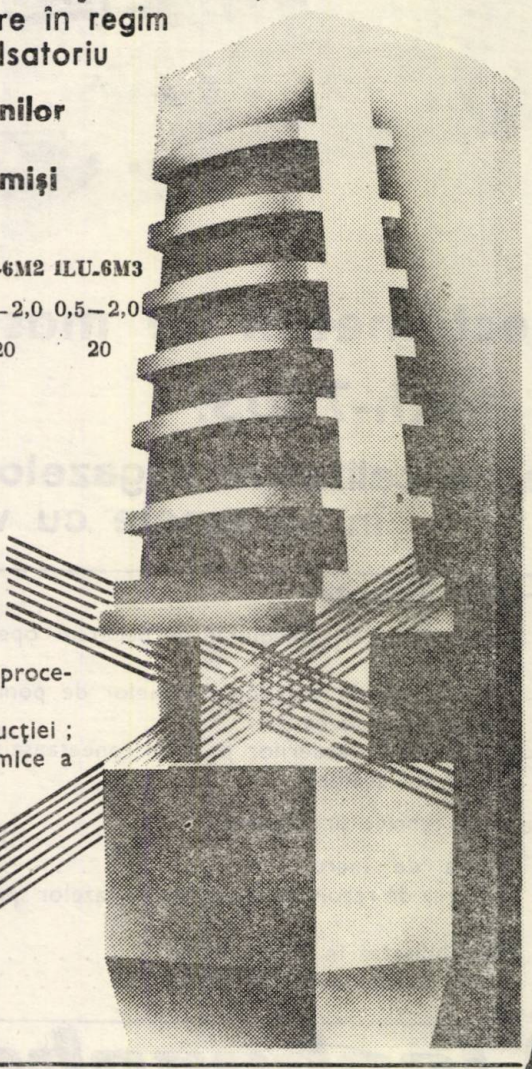
ACCELERATOR DE ELECTRONI

SERIA ELV
cu acțiune directă, și funcționare în regim continuu

SERIA ILU—6
cu o singură cavitate, rezonanță de înaltă frecvență, cu funcționare în regim pulsatoriu

Gama de energie a electronilor accelerați și puterea medie a fasciculului de electroni emiși de acceleratori:

ELV-1	ELV-2	ELV-3	ELV-4	ILU-6M1	ILU-6M2	ILU-6M3
0,4—1,0	0,8—1,5	0,5—0,7	1,0—1,5	0,5—1,5	1,0—2,0	0,5—2,0
20	20	50	50	20	20	20



Acceleratorii sînt exploatați 24 de ore din 24

Punerea în funcțiune a acceleratorilor prin procedeele chimice sub radiații în diverse ramuri industriale permite:

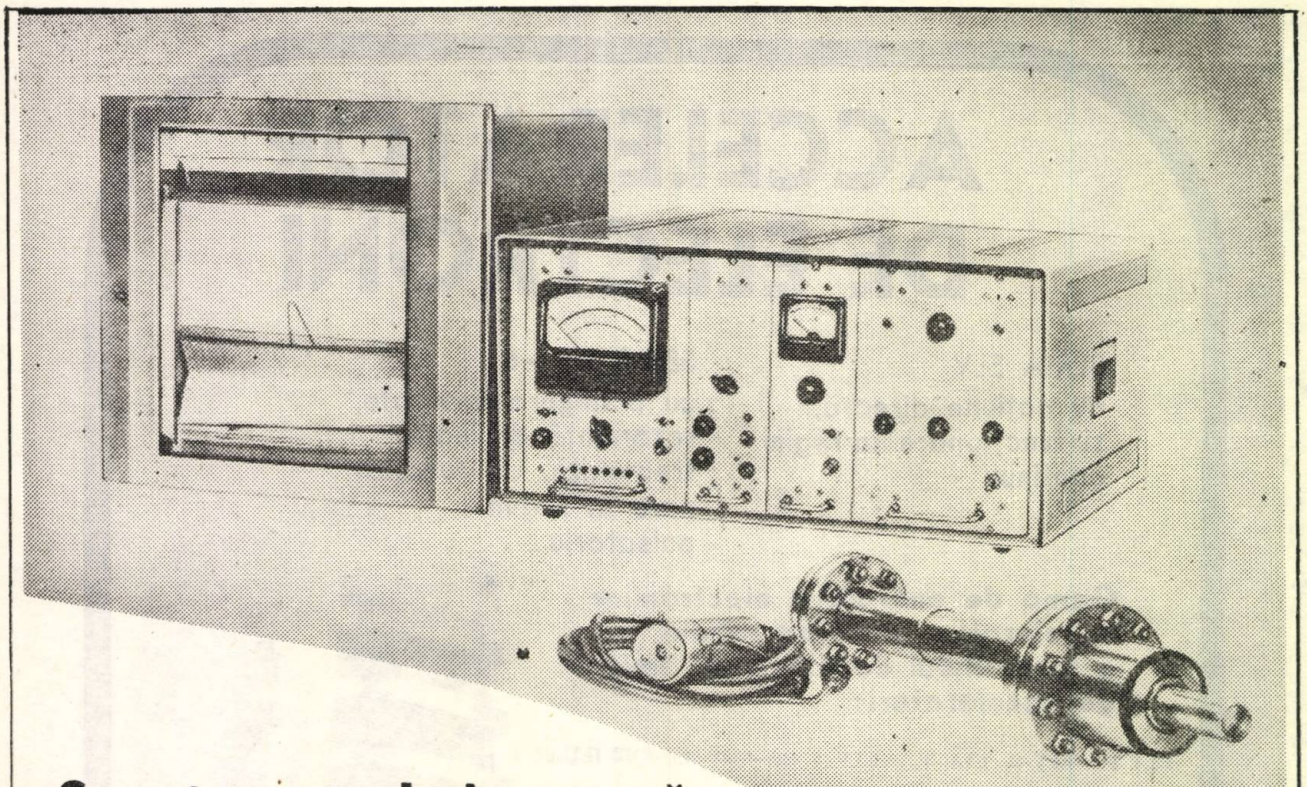
- augmentarea vitezei de derulare a procedeelor tehnologice ;
- reducerea prețului de cost al producției ;
- reducerea poluării chimice și termice a mediului ambiant ;
- îmbunătățirea calității producției.

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova URSS
Telefon 244—32—85
Telex : 411328 TSESU

PUBLICOM



Spectometrul de masă MKh-7303:

analiza calitativă a gazelor reziduale în sistemele cu vid

MKh—7303 permite:

— controlul stării mediului în decursul operațiilor tehnologice sub vid ;
— studiul caracteristicilor sistemelor de pompare pentru fiecare constituant gazos ;
— localizarea pierderilor prin microneetanșeitate sub vid avansat și foarte avansat.

Caracteristici tehnice principale:

Gama de lucru, uma	1 la 400
Puterea de rezolvare, intensitatea razelor spectrale fiind de 50%,	$M/\Delta M = 1$ M
Sensibilitatea în argon, A/Pa	10^{-3}
Reproductibilitatea de citire, %	+ 2,5

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85
Telex : 411328 TSE—SU

PUBLICOM

1983 FEB 10

E 2040/1

66

Elektrotechnik Victor

R

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1982

Întreprinderea „Electroputere" Craiova

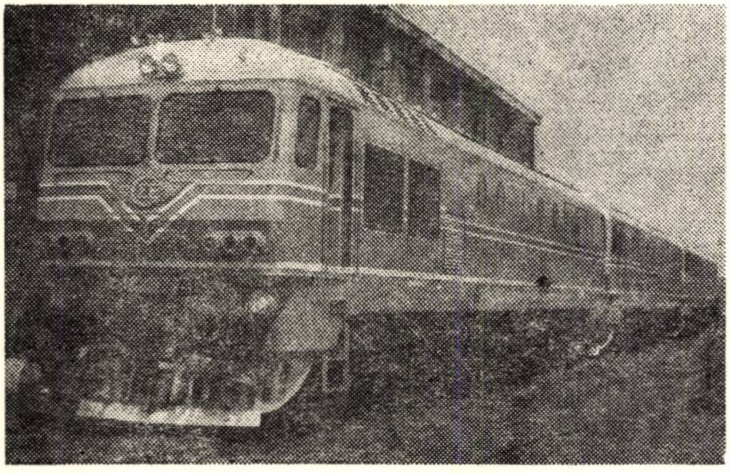
pe baza concepției specialiștilor din cadrul Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere" — execută produse de mare complexitate, satisfăcînd solicitările de material rulant și echipamente complexe ale beneficiarilor din diverse ramuri industriale.

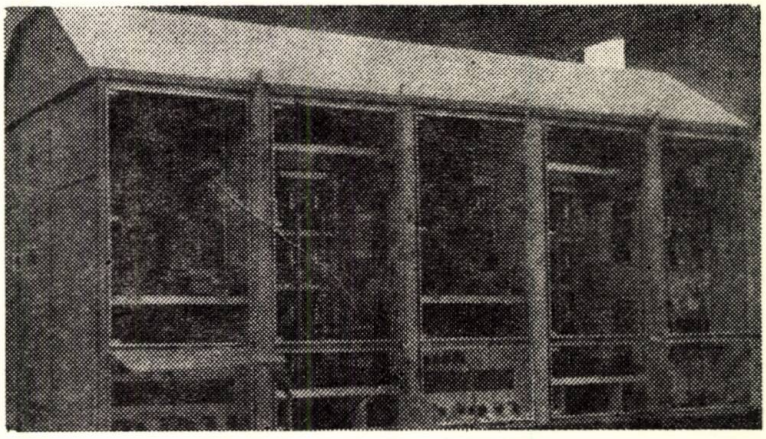
MATERIAL RULANT

— Locomotive diesel-electrice de 2 100 CP
— Seria nouă de locomotive diesel electrice echipate cu motoare ALCO
— Locomotiva diesel-electrică de 4 000 CP
— Locomotiva diesel-electrică de 3 000 CP
— Locomotiva diesel-electrică de 3 500 CP
— Locomotiva electrică Co-Co 5 100 kW
— Rama electrică suburbană RES 1 870 kW
— Mijloace de transport neconvenționale.

ECHIPAMENTE COMPLEXE

— Substații de tracțiune urbane, metrou și miniere
— Echipamente electrice de foraj tiristorizate
— Acționări electrice cu turație reglabilă folosind motoare de c.c. și c.a. bazate pe electronică de putere
— Excitații statice pentru motoare și generatoare de c.c. și c.a.





Pentru alegerea, comanda, precizarea caracteristicilor, obținerea literaturii de prezentare și a celei de însoțire a unui produs, se pot obține informațiile corespunzătoare de la :

— **IEPC**—Intreprinderea „Electroputere" Craiova
— **CCSIT-EP**— Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere"

Calea București nr. 144, cod 1100, Craiova, jud. Dolj

ICP-EP

ELECTROTEHNICA ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 7 Octombrie 1982

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.047 : 621.326.662

APARATE DE COMUTAȚIE
CAMERE DE STINGERE CU VID AVANSAT

Hortopan, G., Ciolan, D., Mihăiescu, S. I. : **Controlul vidului în camerele de stingere ale aparatelor de comutație.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 289

După depozitarea de cîteva luni a camerelor de stingere cu vid avansat (10^{-7} ... 10^{-10} bar), este necesară o verificare a ratei scăpărilor de vid. Se prezintă considerații de natură teoretică privind creșterea parcursului mediu liber al electronului în camera de stingere și posibilitățile de a crește acest parcurs în vederea obținerii unui curent de descărcare. Se indică o schemă de măsurare experimentală ca și rezultatele experimentale caracteristice descărcărilor electrice în vid avansat.

CZ 621.396.611.1 : 621.015.2

CIRCUITE NERECIPROCE
VARIAȚIA FUNCȚIILOR DE REȚEA

Preda, M. ș.a. : **Analiza circuitelor nereciproce prin metoda variației parametrilor.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 295

Se prezintă o nouă metodă de analiză a circuitelor electrice nereciproce, bazată pe teorema generală a variației funcțiilor de rețea, ca și un program cu ajutorul căruia se obține matricea funcțiilor de rețea, dependentă de matricea acelorași funcții de rețea în cazul în care apar cîteva valori nule ale parametrilor.

CZ 621.313.333 : 621. 3.013.1

REGIM TRANZITORIU
SATURAȚIA CIRCUITULUI MAGNETIC
MOTOR ASINCRON LINIAR

Peșteanu, O. : **Studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar cu luarea în considerație a efectelor de capăt și a saturației circuitului magnetic.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 302

Se studiază numeric, utilizînd metoda diferențelor finite, regimul tranzitoriu al motorului asincron liniar, determinînd pentru fiecare pas de timp repartiția cîmpului electromagnetic în întrefier și în circuitul magnetic al inductorului.

CZ 621.3.012.8

PROGRAMATOR ELECTRONIC
CIRCUITE LOGICE
CUPLOARE OPTICE

Trușcă, V., Mihai, M., Stan, C. : **Programator electronic pentru stația de încercări la capacitatea de comutație.**

E.E-A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 313

Se prezintă un nou tip de programator electronic necesar în stațiile de încercări, folosindu-se tehnica electronică de nivel scăzut (TTL) și separări galvanice între etajele de logică și etajul de comandă ale contactorului sincron, cu ajutorul cuploarelor optice.

CZ 539.15.3

MAGNETOELASTICITATE
TRADUCTOARE DE FORȚĂ
CÎNTĂRIRE ELECTRONICĂ

Marinescu, E., Marinescu, A., Stamate, S. : **Realizări și perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 321

Realizarea în țară a FeSi laminat la rece a permis abordarea la nivel industrial a tehnicii de măsurare bazată pe efectul magnetoelastic. În lucrare se prezintă soluțiile constructive adoptate pentru realizarea integrală în țară a echipamentelor industriale de măsurare a forțelor, de limitare moment pentru macarale, de cîntărire tehnologică etc., și perspectivele pe care le oferă tensometria magnetoelastică în aplicațiile industriale.

CZ 621.3.045.3

CONEXIUNE INVERSĂ
ELEMENTE NELINIARE

Lungu, R., Lungu, D. : **O metodă de sinteză a neliniarităților.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 326

În articol se prezintă o metodă de sinteză a neliniarităților complexe cu ajutorul unui element tip zona de insensibilitate și saturație (element cu zona de insensibilitate de genul II) sau cu releu ideal. Metoda permite realizarea neliniarităților complexe, unele greu de realizat practic și de simulat pe calculator. Rezultatele teoretice obținute au fost probate prin simulare pe calculator.

CZ 621.316.5.066 :621.316.45

APARATE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
CONTACTE ELECTRICE

Deleșega, I., Suciu, I. : **Determinarea pe bază de calcul a profilului vîrfului contactului mobil la întreruptoarele de înaltă tensiune.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 330

În lucrare se prezintă o relație de calcul pentru raza de curbură minimă a vîrfului tijei contactului mobil de la întreruptoarele de înaltă tensiune. Se dau exemple de calcul referitoare la o gamă de întreruptoare cu ulei puțin, fabricate în țară împreună cu valorile razei de curbură calculate la mediile izolante aer și gaz SF_6. În vederea unei proiectări rapide sînt redate sub formă de diagramă soluțiile ecuației deduse.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt.tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.047 : 621.326.662

КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ
ДУГОГАСИТЕЛЬНЫЕ КАМЕРЫ С ГЛУБОКИМ ВАКУУМОМ

Хортопан, Г., Чиолан, Д., Михэиеску, С. И.: **Контролирование вакуума в дугогасительных камерах коммутационных аппаратов.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 289

После хранения на складах в течение нескольких месяцев дугогасительных камер с глубоким вакуумом ($10^{-7}...10^{-10}$ бар) необходима проверка нормы утечки вакуума. Приводятся теоретические соображения относительно увеличения среднего свободного пробега электрона в дугогасительной камере и возможности увеличения этого пробега с целью получения разрядного тока. Указывается экспериментальная схема измерения, а также экспериментальные результаты, характерные электрическим разрядам в глубоком вакууме.

УДК 621.396.611.1 : 621.3.015.2

НЕОБРАЩЁННЫЕ ЦЕПИ
ИЗМЕНЕНИЕ ФУНКЦИЙ СЕТИ

Преда, М. и др.: **Анализ необращённых цепей методом изменения параметров.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 295

Представляется новый метод анализа необращённых электрических цепей, основанный на общей теореме изменения функций сети, а также программа, с помощью которой получается матрица функций сети, зависимая от матрицы тех же функций сети, в случае когда появляется несколько нулевых значений параметров.

УДК 621.313.333 : 621.3.013.1

ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ
НАСЫЩЕНИЕ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ
ЛИНЕЙНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Пештяну, О.: **Изучение переходного режима линейного асинхронного двигателя с учётом конечного эффекта и насыщения магнитной цепи.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 302

Изучается численно, используя метод конечных разностей, переходный режим линейного асинхронного двигателя, определяя для каждого отрезка времени распределение электромагнитного поля в воздушном зазоре и в магнитной цепи индуктора.

УДК 621.3.012.8

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПРОГРАММАТОР
ЛОГИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ОПТИЧЕСКИЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

Трушкэ, В., Михай, М., Стан, К.: **Электронный программатор для испытательных станций с коммутационной способностью.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 313

Представляется новый тип электронного программатора, необходимого в испытательных станциях с использованием электронной техники низкого уровня (TTL) и гальванических разделений между логическим блоком и блоком управления синхронного контактора с помощью оптических переключателей.

УДК 539.15.3

МАГНИТОЭЛАСТИЧНОСТЬ
СИЛОВЫЕ ДАТЧИКИ
ЭЛЕКТРОННОЕ ВЗВЕШИВАНИЕ

Маринеску, Е., Маринеску, А., Стамате, С.: **Достижения и перспективы в промышленном применении магнитоэластичной тензометрии.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 321

Полученные в стране FeSi холодной прокатки позволило перейти в промышленном масштабе к измерительной технике основанной на магнитоэластичных явлениях. В работе представляются конструктивные решения, подходящие для осуществления полностью в стране промышленного оборудования для измерения сил, для ограничения момента подъёмы кранов, для технологического взвешивания и т. п., а также перспективы, представляемые магнитоэластической тензометрией в промышленном применении.

УДК 621.3.045.3

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ
НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Лунгу, Р., Лунгу, Д.: **Метод синтеза нелинейности.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 326

В работе представляется метод синтеза комплексных нелинейностей с помощью типового элемента зоны нечувствительности и насыщения (элемент с зоной нечувствительности рода II) или с идеальным реле. Метод позволяет осуществление комплексных нелинейностей, некоторые из которых практически трудноосуществимы и трудноморделируемы на ЭВМ.

Полученные теоретические результаты были проверены путём моделирования на ЭВМ.

УДК 621.316.5.066 : 621.316.54

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ

Делешега, И., Сучу, И.: **Определение на основе расчёта профиля острия подвижного контакта в выключателях высокого напряжения.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 7, окт 1982, стр. 330

В работе представляется расчётное отношение для радиуса минимальной кривизны острая стержня подвижного контакта выключателей высокого напряжения. Даются примеры расчёта ряда выключателей с небольшим количеством масла, произведенных в стране, вместе с величинами радиуса кривизны, расчитанными при изолированных воздушных и газовых SF_6 средах. Для быстрого проектирования представляются в виде диаграмм полученные решения уравнений.

INHALT

DK 621.313.047 : 621.326.662

UMSCHALTUNGSGERÄTE
LÖSCHKAMMER MIT FORTGESCHRITTENEM VAKUUM

Hortopan, G., Ciolan, D., Mihăiescu, S. I.: **Kontrolle des Vakuums n den Löschkammern der Umschaltgeräte.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 289

Nach Lagerung einige Monate, der Löschkammer mit fortgeschnittenem Vakuum (10^{-7} ... 10^{-10} Bar), ist eine Nachprüfung der Ausströmungen bei Vakuum erforderlich. Es werden eine experimentelle Messchema, wie auch die experimentellen Ergebnisse die elektrischen Entladungen im fortgeschrittenem Vakuum kenuzeichnend angegeben.

DK 621.396.611.1 : 621.3.015.2

UNGEGENSEITIGE STROMKREISE
VARIATION DER NETZFUNKTIONEN

Preda, M. u.a.: **Analyse der ungegenseitigen Stromkreise mittels der Methode der Parametervariationen.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 295

Es wird eine neue Methode fur die Analyse der ungegenseitigen Stormkreise, die sich auf das allgemeine Theorem der Netzfunktionen basiert, dargestellt. Es wird ein Programm dargestellt, mit welchem die Matrize der Netzfunktionen, abhängig von der Matrize der gleichen Netzfunktionen im Falle von Nillwerten der Parameter, erzielt wird.

DK 621.313.333 : 621.3.013.1

ÜBERGANGSBETRIEB
SÄTTIGUNG DES MAGNETISCHEN KREISES
RECHTILINIGER ASYNCHRONMOTOR

Peşteanu, O.: **Das Studium des Übergangsbetriebs des rechtilinigen Asynchronnmotors, in Betracht nehmend die Wirkungen am Ende und die Sättigung des magnetischen Kreises.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktber 1982, S. 302

Es wird auf rechnerischer Weise, anwendend die Methode der endlichen Differenzen, der Ubergangsbetrieb des rechtilinigen Asynchronmotors studiert, in dem man für jede Zeitspane die Verteilung des elektromagnetischen Feldes im Luftspalt und im magnetischen Kreis des Induktors, bestimmt.

DK 621.3.012.8

ELEKTRONISCHER PROGRAMMATOR
LOGISCHE KREISE
OPTISCHE KOPPLER

Truşcă, V., Mihai, M., Stan, C. **Elektronisscher Programmator für die Versuchsstation, bei der Umschaltungsfähigkeit.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 313

Es wird ein neuer Typ vom elektronischen Programmator, der in den Versuchsstationen benötigt wird, dargestellt, anwendend die elektronische Technik von niedrigem Stand (TTL) und die gallvanische Trennungen zwischen den Logikstufen und der Steuerungsstufe des Synchronischützes, mit Hilfe von optischen Kopplern.

DK 539.15.3

MAGNETISCHE ELASTIZITÄT
KRAFTGEBER
ELEKTRONISCHE WIEGUNG

Marinescu, V., Marinescu, A., Stamate, S. : **Leistungen und Aussichten in der industriellen Anwendung der magnetisch-elastischen Tensometrie.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 321

Die Herstellung im Land von Kaltgewalzten FeSi, gestattete die Lösung bei industriellen Niveau, der Messungstechnik, die sich auf der magnetisch — elastischen Auswirkung, beruht. In der vorliegenden Arbeit, werden die konstruktiven Lösungen für die gänzliche Herstellung im Land, der industriellen Ausrüstungen für Messing der Kräfte, für Begrenzung der Momente der Krane, für technologische Wiegung usw, wie auch die Aussichten die die magnetisch — elastische Tensometrie in industriellen Anwendungen bietet, dargestellt.

DK 621.3.045.3

UMGERKEHRTE SCHALTUNG
NICHTLINEARE ELEMENTE

Lungu, R., Lungu, D. : **Eine Methode für die Synthese der Unlinearitäten.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 326

Im vorliegenden Artikel wird eine Methode der Synthese der komplexen Unlinearitäten, mit Hilfe eines Typelementes voe der Zone der Unempiindfichkeit und der Sättigung (Element der Unempfindlichkeit zweiter Gattung), oder mit einem idealen Relais, beschrieben. Die Methode gestattet die Durchführung der komplexen Unlinearitäten, von denen sind einige schwer durchzuführen und auf dem Rechner zu simuliren. Die erhaltenen theoretischen Ergebnisse wurden durch Simulieren auf dem Rechner, nachgewiesen.

DK 621.316.5.066 : 621.316.54

ELEKTRISCHE GERÄTE FÜR HOCHSPANNUNG
ELEKTRISCHE KONTAKTE

Deleşega, I., Suciu, I.: **Bestimmung auf Rechenbasis des Profils der Spitze des beweglichen Kontakets bei Schalter für Hochspannung.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, Oktober 1982, S. 330

In diesem Aufsatz, wird eine Rechenbezichung für den Mindestkrummungsradius der Spitze der Stange des beweglichen Kontaktes bei Schalter für Hochspannung, vergelegt. Es werden Beispiele bezuglich einer Reihe von Ölschaltern, die wenig in unserem Land hergestellt werden, angeführt, samt den Werten des Krümmungsradius, berechnet in Isolierumgebungen wie Luft und SF— Gas. Zwechs einer raschen Projektierung, sind die Lösungen der abgeleiteten Gleichung in Form von Diagrammen, wiedergegeben.

CONTENTS

ORSZÁGOS SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

DC 621.313.047 : 621.326.662

SWITCHING DEV CES
HIGH VACUUM ARC CHUTE

Hortopan, G., Ciolan, D., Mihăiescu, S. I. : **Vacuum control in the switching device arc chutes.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 289

After a several months storing of the high vacuum arc chutes (10^{-7} ... 10^{-10} bar), the vacuum leakage should be checked. Some theoretical considerations on the increase of the free mean electron path in the arc chutes, and the possibilities to increase this path in view of obtaining a discharge current, are presented. A experimental measuring circuit is given, as well as the experimental results, characteristic to the high vacuum electrical discharges.

DC 621.396.611.1 : 621.3.015.2

NON-RECIPROCAL CIRCUITS
NETWORK FUNCTIONS VARIATION

Preda, M. and a. : **Analysis of the non-reciprocal network by means of the parameter variation method.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 295

The paper presents a new method of analysis of the non-reciprocal electrical network based on the general network function variation theorem.

A programm for obtaining the network function matrix in terms of the matrix of the same network functions, in the case of some null values of the parameters, is presented.

DC 621.313.333 : 621.3.013.1

TRANSIENT STATE
MAGNETIC CIRCUIT SATURATION
LINEAR INDUCTION MOTOR

Peşteanu, O. : **A study of the linear induction motor transient state, considering and effects and the magnetic circuit saturation.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 302

The transient state of the linear induction motor is numerically studied, by means of the finite difference method, also determining the electromagnetic field distribution in the air-gap and the inductor magnetic circuit, for each time step.

DC 621.3.012.8

ELECTRONIC PROGRAMMER
LOGIC CIRCUITS
OPTICAL COUPLER

Truşcă, V., Mihai, M., Stan, C. : **Electronic programmer for the switching capacity test unit.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 313

A new type of an electronic programmer necessary for the test units, is presented, using the low level electronic technique (TTL), and galvanic separations between the logic stages and the control stage of the synchronous contactor, by means of optical couplers.

DC 539.15.3

MAGNETOELASTICITY
POWER TRANSDUCERS
ELECTRONIC WEIGHING

Marinescu, V., Marinescu, A., Stamate, S. : **Developments and prospects of magnetoelastic tensometry industrial applications.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 321

The fact that the cold-rolled FeSi was obtained in our country, offered the possibility to approach the measuring method based on the magnetoelastic effect, on an industrial level. The paper describes the constructive solutions adopted for the complete manufacturing in the Romanian plants of the force industrial measuring equipments, of the moment limiting equipments for cranes, technological weighing equipments etc. The prospects affered by the magnetoelastic tensometry in the field of industrial applications, are also presented.

DC 621.3.045.3

FEEDBACK
NONLINEAR ELEMENTS

Lungu, R., Lungu, D. : **A method of non-linearities synthesis.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 326

The paper deals with a method of complex non-linearities synthesis by means of a non-sensitivity area and saturation — type element (an element with a type II non-sensitivity area) or by means of an ideal relay. The method allows the complex nonlinearities to be achieved, some difficult to be practically achieved and computer simulated.

The theoretical results obtained have been tested by computer simulation .

DC 621.316.5.066 : 621.316.54

HIGH VOLTAGE ELECTRICAL APPARATUSES
ELECTRICAL CONTACTS

Deleşega, I., Suciu, I. : **Calculation-based determination of high voltage circuit brakers moving contact point profile.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 7, oct 1982, p. 330

The paper deals with a computation relation for the radius of curvature of the moving contact rod point, of the high voltage circuit breakers. Computation examples are given, relative to a range of oil circuit breakers seldom manufactured in our country, together with the values of the curvature computed for the air and gaseous SF_6 insulating media. In order to facilitate the design work the solutions for the derived equation are presented as diagrams.

SOMMAIRE

DC 621.313.047 : 621.326.662

APPAREILS DE COMMUTATION
CHAMBRE D'EXTINCTION A VIDE AVANCE

Hortopan, G., Ciolan, D., Mihăiescu, S. I. : **Le contrôle du vide dans les chambres d'extinction des appareils de commutation.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 289

Après une période de stockâge pendant quelques mois des chambres à vide avancé (10^{-7} ... 10^{-10} bar) il est nécessaire d'effectuer une verification du taux des pertes de vide. On présente des considérations théoriques concernant la croissance du trajet moyen libre de l'électron dans la chambre d'extinction et les possibilités d'agrandir ce trajet, dans le but d'obtenir un courant de décharge. On présente un schéma expérimental de mesure ainsi que les résultats expérimentaux caractérisant les décharges électriques en vide avancé.

DC 621.396.611.1 : 621.3.015.2

CIRCUITS NON-RECIPROQUE
VARIATION DES FONCTIONS DE RESEAU

Preda, M. et a.: **L'analyse des circuits non réciproques par la méthode de la variation des paramètres.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 295

On présente une nouvelle méthode d'analyse des circuits électriques non réciproques, basée sur le théorème général de variation des fonctions de réseau.

On présente un programme au moyen duquel on obtient la matrice des fonctions de réseau en fonction de la matrice des mêmes fonctions de réseau dans le cas de quelques valeurs nulles des paramètres.

DC 621.313.333 : 621.3.013.1

REGIME TRANSITOIRE
SATURATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE
MOTEUR ASYNCHRONE LINEAIRE

Peşteanu, O. : **L'étude du régime transitoire du moteur asynchrone linéaire prenant en considération les effets de bout ainsi que la saturation du circuit magnétique.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 302

On étudie du point de vue numérique, en employant la methode des différences finies, le régime transitoire du moteur asynchrone linéaire, tout en déterminant pour chaque pas de temps la repartition du champ électromagnétique dans l'entrefer et dans le circuit magnétique de l'inducteur.

DC 621.3.012.8

PROGRAMMATEUR ELECTRONIQUE
CIRCUITS LOGIQUES
COUPLEURS OPTIQUES

Truşcă, V., Mihai, M., Stan, C. : **Programmateur électronique pour un poste d'essai de capacité de commutation.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 313

On présente un nouveau type de programmateur électronique utilisé dans les postes d'essai et qui met en valeur la technique électronique de bas niveau (TTL), ainsi que les séparations galvaniques entre l'étage logique et l'étage de commande du contacteur synchrone, à l'aide de coupleurs optiques.

DC 539 15.3

MAGNETOELASTICITÉ
CAPTEURS DE FORCE
PESAGE ELECTRONIQUE

Marinescu, V., Marinescu, A., Stamate, S. : **Réalisations et perspectives dans le domaine des applications indutriells de la tensométrie magnétoélastique.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 321

La réalisation dans notre pays du FeSi laminé à froid rend possibile l'application à l'echelle industrielle de la technique de mesure à base de l'effet magnétoélastique. L'ouvrage presente les solutions constructives qui ont été utilisées en vue d'une réalisation intégrale dans notre pays de l'equipement industriel de mesure des forces, de limi tation du moment des grues, de pesage technologique etc. ainsi que les perspectives qu'offre la tensométrie magnétoélastique appliquée dans le domaine industriel.

DC 621.3.045.3

CONEXION INVERSE
ELEMENTS NON-LINEAIRES

Lungu, R., Lungu, D. : **Une méthode de synthese des nonlinéarités.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 326

L' article présente une méthode de synthése des nonlinéarités complexes à l'aide d'un élement du type de la zone d'insensibilité et de saturation (élement ayant une zone d'insensibilité du second degré) on à l'aide d'un relais idéal. La méthode rend possible la réalisation de non-linéarités complexes, dont la réalisation pratique et la simulation sur calculateur se réalisent difficilement.

Les resultats théoriques qu'on a obtenus ont été confirmés par la simulation sur calculateur.

DC 621.316.5 066 : 621.316.54

APPAREILS ELECTRIQUES HAUTE TENSION
CONTACTS ELECTRIQUES

Deleşega, I., Suciu, I. : **La determination à base de calculs du profil du bout du contact mobile des disjoncteurs haute tension.**

E.ErA. — Electrotehnica 30, numéro 7, octobre 1982, p. 330

L'ouvrage présente une relation de calcul pour le rayon de courbure minimum du bout de la tige du contact mobile des disjoncteurs haute tension. On donne des exemples de calcul concernant une gamme de disjoncteurs à huile, peu fabriqués dans notre pays ; on donne aussi les valeurs du rayon de courbure calculé pour les milieux isolants air et gaz SF. En VUE d'une projection rapid, on donne sous la forme de diagramme les solutions de l'équation mathématique déduite.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.313.047 : 621.326.662

APARATE DE COMUTAŢIE
CAMERE DE STINGERE CU VID AVANSAT

Controlul vidului în camerele de stingere ale aparatelor de comutaţie

GHEORGHE HORTOPAN, DAN CIOLAN, SERGIU I. MIHĂIESCU* — BUCUREŞTI

Tehnica comutaţiei de joasă şi medie tensiune a suferit recent o evoluţie spectaculoasă prin folosirea camerelor de stingere în vid avansat (10^{-9} ... 10^{-7} bar). Firmele producătoare de asemenea camere de stingere [1] admit o creştere a presiunii interioare, în interval de zece ani, de cel mult 10^{-7} bar, ceea ce revine la o rată de scăpări de 10^{-13} pînă la 10^{-14} m bar l/s.

În asemenea condiţii este necesar a se controla, la uzinare, camerele de stingere după o suficientă durată de depozitare, înainte de a fi utilizate în aparate complete. De asemenea, aceste camere de stingere sînt supuse verificării la beneficiar dacă ele au fost depozitate un timp mai îndelungat.

Pentru verificarea presiunii în camera de stingere se măsoară curentul de descărcare între elementele de contact şi se compară acest curent cu valori înscrise pe o curbă de corespondenţă presiune-curent [1].

În lucrarea de faţă se prezintă aspecte teoretice şi experimentale privind măsurarea curentului de descărcare în camerele de stingere de tip SUPERVAC VS 201 (7,2 kV). Curentul de descărcare s-a măsurat în condiţiile de creare a unui cîmp electric şi a unui cîmp magnetic în zona elementelor de contact, separate printr-un interval de $5 \cdot 10^{-3}$ m.

1. Consideraţii teoretice

Este de la sine înţeles că distanţa între elementele de contact ($5 \cdot 10^{-3}$ m) este sensibil mai mică decît parcursul mediu liber al moleculelor, ionilor şi electronilor. În adevăr, pentru molecule, şi atomi de acelaşi gaz sînt valabile [2, 3] relaţiile:

$$\bar{\lambda} = \frac{kT}{4\pi\sqrt{2}pr^2} = 7{,}8 \cdot 10^{-25} \frac{T[\mathrm{K}]}{p[P_a]r^2[m]}. \tag{1}$$

În această relaţie s-a notat:
k = $1{,}38 \cdot 10^{-23}$, constanta Boltzmann;
P — presiunea;
r — raza cinetică efectivă a particulei de gaz.

Rezultă astfel, pentru ioni în gaz de aceeaşi natură:

$$\bar{\lambda}_i = \sqrt{2}\,\bar{\lambda} \tag{2}$$

şi pentru electroni:

$$\bar{\lambda}_e = 4\sqrt{2}\,\bar{\lambda}. \tag{3}$$

Astfel, pentru presiunea de 10^{-7} bar = 10^{-2} Pa pentru moleculele de aer rezultă parcursul mediu liber $\bar{\lambda} \approx 50$ mm, iar pentru 10^{-10} bar = 10^{-5} Pa, rezultă $\bar{\lambda} = 40$ m. Se constată, deci, că pentru aceste condiţii de lucru ale camerelor de stingere în vid avansat nu este posibil a se obţine o descărcare electrică, în prezenţa unui cîmp electric oricît de intens ar fi acesta.

Apare astfel necesitatea ca, pentru a iniţia o descărcare în gaz în prezenţa ionizatorilor [4] este necesar a se creşte parcursul mediu liber. Rezultate acceptabile, din punct de vedere tehnic, se obţin prin suprapunerea peste cîmpul

* Dr. ing. *G. Hortopan* este profesor la Institutul politehnic — Bucureşti, *D. Ciolan* şi *S. I. Mihăiescu* — ingineri absolvenţi ai Facultăţii de electrotehnică din acelaşi institut.

electric a unui cîmp magnetic. În acest mod rezultate bune au fost obținute de mai mulți cercetători [1, 5, 6]. S-a obținut o traiectorie a purtătorilor de sarcină, disociați în prealabil de ionizator, de o lungime suficientă pentru a iniția o descărcare în gaze rarefiate la presiuni de ordinul 10^{-7} bar ... 10^{-10} bar.

Din punct de vedere practic interesează numai accelerarea electronilor care obțin energia necesară ionizării prin șoc. Datorită masei, relativ mari, traiectoria ionilor pozitivi nu este influențată de prezența cîmpului magnetic.

2. Traiectoria electronilor

În figura 1 este dată o secțiune parțială într-o cameră de stingere în care s-au trasat, în mod calitativ, liniile de cîmp electric E și cîmp magnetic H. Studiul traiectoriei electronilor se

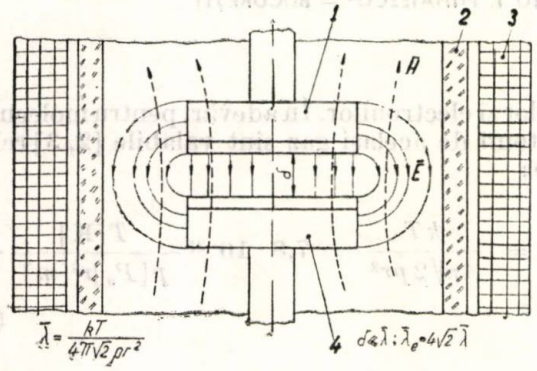


Fig. 1. Secțiune parțială într-o cameră de stingere : *1*, *4* — elemente de contact ; *2* — peretele incintei ; *3* — bobina.

poate face numai în ipoteze simplificatoare privind direcțiile și sensurile cîmpurilor electrice și magnetice [7, 8, 9]. După cum se arată în figura 1 în zona centrală, definită de un cilindru ce se sprijină la extremități pe piesele de contact 1 și 4, se poate considera că direcțiile cîmpurilor magnetic și electric sînt aceleași. Din punct de vedere practic interesează numai sensul opus al cîmpului magnetic față de cel electric, care imprimă electronului o traiectorie elice cu pas descrescător (vezi anexa 1). În afara volumului descris de cilindrul menționat liniile de cîmp electric și magnetic se intersectează după unghiuri variabile care diferă de valoarea zero. Este posibil a se efectua o calculație a traiectoriei electronului în cazul în care cele două linii (de cîmp electric și magnetic) sînt ortogonale. Un calcul estimativ al traiectoriei electronului se poate face și pentru orice unghi între direcțiile cîmpului magnetic și ale celui electric [9].

2.1. Traiectoria electronului în cazul cîmpurilor E și H antiparalele. În figura 2 se prezintă o astfel de situație, corespunzătoare volumului cilindric cuprins între piesele de contact. Ecuația generală a mișcării electronului este :

$$\dot{\bar{p}} = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H}) + q\bar{E}. \tag{4}$$

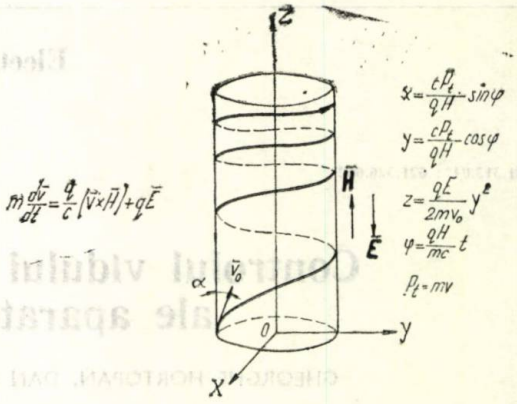


Fig. 2. Elice cu pas variabil.

Prin proiectarea mișcării electronului pe cele trei axe se obține,
după direcția x :

$$\dot{p}_x = \frac{q}{c} H \frac{dy}{dt}, \tag{5}$$

după direcția y :

$$\dot{p}_y = -\frac{q}{c} H \frac{dx}{dt}, \tag{6}$$

după direcția z :

$$\dot{p}_z = qE. \tag{7}$$

Prin integrarea ecuațiilor (5), (6), (7) se obține :

$$x = \frac{cp_t}{qH} \sin \varphi, \tag{8}$$

$$y = \frac{cp_t}{qH} \cos \varphi, \tag{9}$$

$$z = \frac{w_0}{qE} \operatorname{ch}\left(\frac{E}{H}\varphi\right), \tag{10}$$

unde s-a notat :

p — impulsul purtătorului de sarcină ;
p_0 — impulsul inițial ;
p_t — valoarea proiecției impulsului ($m\bar{v}$) în planul x, O, y ;
w_0 — energia inițială a particulei ;
c — viteza luminii ;

q — sarcina electronului;

$\varphi = \dfrac{qH}{mc} t$;

v_0 — viteza inițială a electronului.

Pentru viteze mult mai mici decît viteza luminii ($v \ll c$) se scrie $p_0 = mv_0$ și $w_0 = mc^2$. Cu aceste notații introduse în relația (10) și după dezvoltare în serie, după puterile lui $1/c$, a expresiei (10) se obține [7]:

$$z = \frac{qE}{2mv_0^2} y^2. \tag{11}$$

Demonstrațiile relațiilor (8), (9), (10) sînt date în anexa 1. Relațiile menționate arată că traiectoria electronului este o elice cu pas descrescător, ceea ce se explică prin orientarea inversă a lui $\bar{E}$ față de componenta după axa z a vitezei inițiale v_0.

2.2. Traiectoria electronului în cazul în care $\bar{E}$ și $\bar{H}$ sînt perpendiculare. Se consideră sistemul cartezian din figura 3 cu intensitatea cîmpului electric $\bar{E}$ după direcția axei Oy, iar intensitatea cîmpului magnetic $\bar{H}$ după direcția Oz. Se consideră ecuația (4) și se proiectează mișcarea pe cele trei axe.

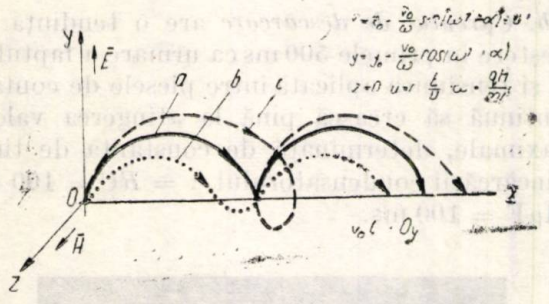


Fig. 3. Trohoidă în planul xOy: a — viteza inițială $v_0 = 0$; $b, c, v_0 \neq 0$.

Se obține astfel:

$$m \frac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2} = \frac{q}{c} H \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t}, \tag{12}$$

$$m \frac{\mathrm{d}^2y}{\mathrm{d}t^2} = qE - \frac{q}{c} H \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}, \tag{13}$$

$$m \frac{\mathrm{d}^2z}{\mathrm{d}t^2} = 0. \tag{14}$$

Prin integrarea relațiilor (12), (13), (14) se obține:

$$x = x_0 + \frac{v_0}{\omega} \sin(\omega t + \alpha) + ut. \tag{15}$$

$$y = y_0 + \frac{v_0}{\omega} \cos(\omega t + \alpha), \tag{16}$$

$$z = 0, \tag{17}$$

unde:

$u = c \dfrac{E}{H}$; (18)

$\omega = qH/mc$, pulsația electronului în planul yOx;

α — unghiul de fază inițială;

v_0 — viteza inițială a electronului cuprinsă numai în planul xOy.

Relațiile (15) ... (18) arată că electronul se deplasează pe o circumferință într-un sistem cartezian de coordonate x_1Oy, care se deplasează față de sistemul inițial xOy cu viteza u în sensul crescător al axei x. Traiectoria rezultată este o trohoidă. În figura 3 se prezintă calitativ diferite tipuri de trohoide. În anexa 2 se prezintă demonstrațiile relațiilor (15) ... (18).

În ambele ipoteze (2.1 și 2.2) se constată o creștere a lungimii traiectoriei electronului și, după cum rezultă din figura 1, există volume în camera de stingere, în care liniile de cîmp $\bar{B}$ și $\bar{H}$ sînt antiparalel și volume în care sînt perpendiculare. În orice caz există componente ale mărimilor $\bar{B}$ și $\bar{H}$ care satisfac ipotezele menționate. În zona cilindrică centrală vom asista la o traiectorie în elice a electronului, iar în zona imediat învecinată zonei centrale se va desfășura o mișcare după o trohoidă. În figura 4 se arată schematic că aceste două traiectorii coexistă, ca traiectorii de bază.

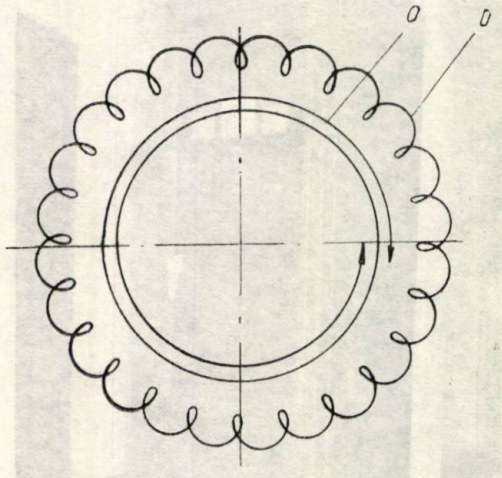


Fig. 4. Aspect schematic al traiectoriei electronilor în zona centrală și inelară înconjurătoare a pieselor de contact: a — elice cu pas progresiv diminuat; b — trohoidă.

3. Experimentări

S-a construit instalația cu schema electrică din figura 5. Această instalație este prevăzută cu o sursă de curent intens (0 . . . 400 A) care

alimentează bobina necesară producerii cîmpului magnetic. Intensitatea inducției magnetice în centrul bobinei, pe axă, este de 75,7 mT.

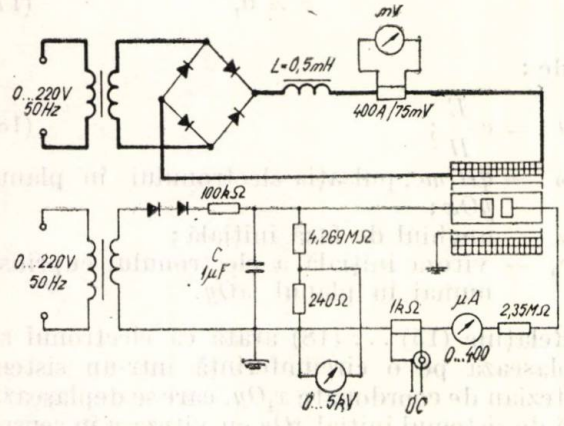


Fig. 5. Schema electrică a instalației.

De asemenea, la distanța între piesele de contact de 5 mm, s-a aplicat tensiunea de 5 kV. Sursa de tensiune constă dintr-un transformator ridicător cu raport de transformare 6 000/100 V, un redresor monofazat și un condensator de 1μF. Condensatorul se încarcă la tensiunea maximă de 5 kV. Autotransformatorul reglabil al sursei de tensiune este reglat astfel ca în secundarul transformatorului de tensiune să se obțină tensiunea $5\,000/\sqrt{2}$V. Prin conectarea în mod brusc a tensiunii în primarul transformatorului de tensiune se obține o reproductibilitate relativă a încercărilor.

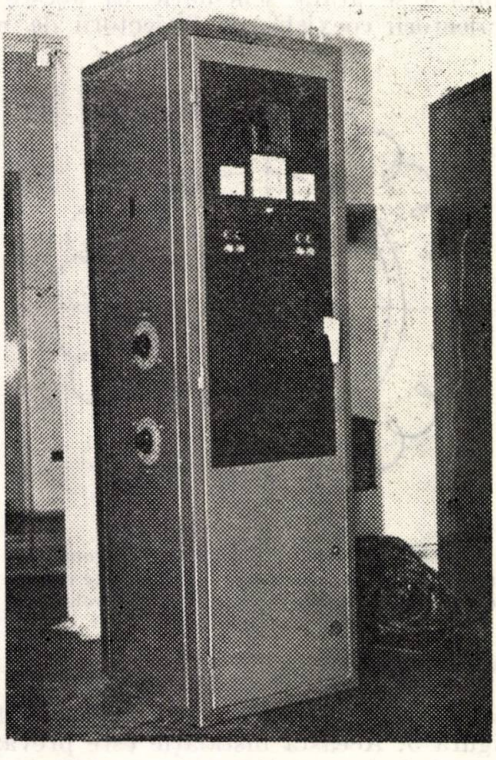


Fig. 6. Fotografia instalației pentru verificarea presiunii.

În prealabil, s-a stabilit intensitatea curentului la 400 A în bobina de cîmp magnetic.

Fotografia instalației este dată în figura 6. Pe panoul frontal se pot urmări cu ajutorul instrumentelor de măsură intensitatea curentului care produce cîmpul magnetic în bobină, tensiunea aplicată între piesele de contact și intensitatea curentului de descărcare. Deși în majoritatea referințelor bibliografice [6, 10] se menționează că intensitatea curentului de descărcare se poate aprecia cu ajutorul microampermetrului, rezultatele experimentale arată că oscilografierea poate oferi mai multe informații despre procesul descărcării. În adevăr, oscilogramele arată următoarele:

a. Efectul de autopompare. După o depozitare îndelungată a tubului (cîteva luni) prima descărcare conduce la un curent maximal de ordinul 400 μA; repetarea descărcării după un interval de timp de 24 ore conduce la un curent sensibil mai mic, de ordinul 50 μA, următoarea descărcare după același interval de timp se situează sub 40 μA, iar a treia descărcare, în condițiile menționate poate să nu se mai producă; incinta este practic vidată de moleculele care rămîn adsorbite pe suprafața elementelor de contact.

b. Curentul de descărcare are o tendință de creștere în primele 500 ms ca urmare a faptului, că și tensiunea aplicată între piesele de contact continuă să crească pînă la atingerea valorii maximale, determinată de constanta de timp a încărcării condensatorului $\tau = RC = 100\ \text{k}\Omega \cdot 1\mu\text{F} = 100$ ms.

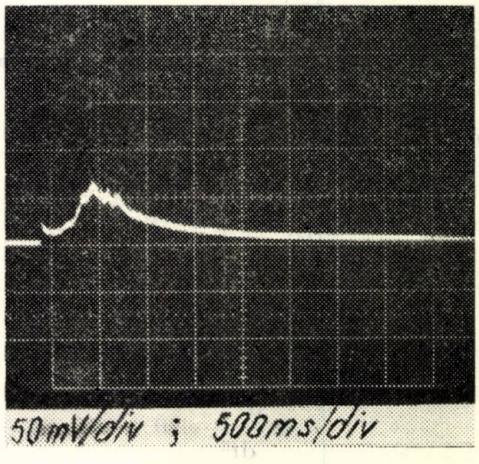


Fig. 7. Oscilograma curentului de descărcare.

c. *Concluzii*, în ce privește gradul de vidare a incintei, pot fi trase numai după o depozitare de mai multe luni a unei camere de stingere cu ajutorul unei curbe de etalonare [1].

Anexa 1

Se rescriu ecuațiile de plecare (5), (6), (7):

$$\dot{p}_x = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H})_x + q(\bar{E})_x = \frac{q}{c} H v_y, \tag{A.1.1}$$

$$\dot{p}_y = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H})_y + q(\bar{E})_y = \frac{q}{c} H v_x, \tag{A.1.2}$$

$$\dot{p}_z = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H})_z + q(\bar{E})_z = qE. \tag{A.1.3}$$

Se observă că mișcarea de-a lungul axei Oz, are loc doar sub acțiunea cîmpului electric $\bar{E}$.
Se integrează ecuația (A.1.3):

$$p_z = qEt. \tag{A.1.4}$$

Se consideră: $p_y = p$. (A.1.5)

Se știe că expresia energiei cinetice a unei particule este:

$$W_k = c\sqrt{m^2c^2 + p^2} = \sqrt{m^2c^4 + c^2p^2 + (cqEt)^2} =$$

$$= \sqrt{w_0^2 + (cqEt)^2}. \tag{A.1.6}$$

Se folosește relația din fizică [7]:

$$\bar{v} = \frac{\bar{p}c^2}{W_k}. \tag{A.1.7}$$

Deci:

$$v_z = \dot{z} = \frac{p_z c^2}{W_k} = \frac{c^2 qEt}{\sqrt{W_0}}. \tag{A.1.8}$$

Se integrează relația (A.1.8). Rezultă:

$$z = \frac{1}{qE}\sqrt{W_0^2 + (cqEt)^2}, \tag{A.1.9}$$

$$v_y = \dot{y} = \frac{p_y c^2}{W_k} = \frac{p_0 c^2}{\sqrt{W_0^2 + (cqEt)^2}}. \tag{A.1.10}$$

Se integrează ecuația (A.1.10). Rezultă:

$$y = \frac{p_0 c}{qE} \operatorname{arg\,sh} \frac{cqEt}{W_0}. \tag{A.1.11}$$

Eliminînd timpul din ecuațiile (A.1.9) și (A.1.11):

$$z = \frac{W_0}{qE} \operatorname{ch} \frac{qEy}{p_0 C}. \tag{A.1.12}$$

Se rescriu ecuațiile (A.1.1) și (A.1.2):

$$\dot{p}_x = \frac{q}{c} H v_y, \tag{A.1.13}$$

$$\dot{p}_y = -\frac{q}{c} H v_x. \tag{A.1.14}$$

Se înmulțește ecuația (A.1.14) cu „j" și se adună cu (A.1.13):

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(p_x + jp_y) = -j \cdot \frac{q}{c} H(v_x + jv_y) =$$

$$= -j \frac{qHc}{W_k}(p_x + jp_y). \tag{A.1.15}$$

Se integrează ecuația (A.1.15):

$$p_x + jp_y = p_t e^{-j\varphi}, \tag{A.1.16}$$

$$\varphi = \frac{qH_e}{W_k} \cdot t, \tag{A.1.17}$$

p_t = valoarea constantă a proiecției impulsului pe planul xOy,
$p_t = mv \sin\alpha$.
Din (A.1.17) rezultă:

$$d\varphi = eHc \frac{\mathrm{d}t}{W_k}. \tag{A.1.18}$$

Se rescrie ecuația (A.1.16):

$$p_x + jp_y = p_t e^{-j\varphi} = \frac{W_0}{c}(\dot{x} + j\dot{y}). \tag{A.1.19}$$

Se înlocuiește (A.1.18) în ecuația (A.1.19):

$$p_t e^{-j\varphi} = \frac{qH}{c} \cdot \frac{\mathrm{d}(x + jy)}{\mathrm{d}\varphi}. \tag{A.1.20}$$

Se integrează ecuația (A.1.20):

$$x = \frac{cp_t}{qH} \sin\varphi, \tag{A.1.21}$$

$$y = \frac{cp_t}{qH} \cos\varphi. \tag{A.1.22}$$

Se înlocuieşte ecuaţia (A.1.17) în ecuaţia (A.1.12). Rezultă:

$$z = \frac{W_0}{qE} \operatorname{ch}\left(\frac{E}{H}\varphi\right). \qquad \text{(A.1.23)}$$

Anexa 2

Se rescriu ecuaţiile (12) şi (13) sub forma:

$$m\ddot{x} = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H})_x + q(\bar{E})_x = \frac{q}{c} H\dot{y}, \qquad \text{(A.2.1)}$$

$$m\ddot{y} = \frac{q}{c}(\bar{v} \times \bar{H})_y + q(\bar{E})_y = qE - \frac{q}{c} H\dot{x}. \qquad \text{(A.2.2)}$$

Pentru rezolvarea ecuaţiilor (A.2.1) şi (A.2.2) se face următoarea schimbare de variabilă:

$$x_1 = x - u \cdot t, \qquad \text{(A.2.3)}$$

relaţie în care u este o constantă şi are dimensiunea unei viteze după direcţia axei x.

Sensul fizic al unei astfel de transformări este trecerea la un nou sistem de coordonate care se deplasează în raport cu sistemul iniţial cu viteza „u".

Se rescriu ecuaţiile (A.2.1) şi (A.2.2) în noile coordonate:

$$\ddot{x}_1 = \frac{q}{mc} H\dot{y}, \qquad \text{(A.2.4)}$$

$$\ddot{y} = \frac{q}{m} E - \frac{q}{mc} H\dot{x}_1 - \frac{q}{mc} Hu. \qquad \text{(A.2.5)}$$

Se alege constanta: $u = \dfrac{E}{H}$. (A.2.6)

Înlocuindu-se în ecuaţiile (A.2.4) şi (A.2.5) rezultă:

$$\ddot{x}_1 = \frac{qH}{mc}\dot{y} = \omega\dot{y}, \qquad \text{(A.2.7)}$$

$$\ddot{y} = -\frac{qH}{mc}\dot{x}_1 = -\omega\dot{x}_1. \qquad \text{(A.2.8)}$$

Ecuaţiile (A.2.7) şi (A.2.8) descriu mişcarea unei particule supusă acţiunii cîmpului magnetic.

Se pot rescrie sub forma următoare:

$$\dot{v}_{x1} = \omega v_y, \qquad \text{(A.2.9)}$$

$$\dot{v}_y = -\omega v_{x_1}. \qquad \text{(A.2.10)}$$

Ecuaţia (A.2.10) se înmulţeşte cu „j" şi se adună cu ecuaţia (A.2.9). Se obţine:

$$\frac{d}{dt}(v_{x_1} + jv_y) = \omega(v_y - jv_{x_1}) = -j\omega(v_{x_1} + jv_y). \qquad \text{(A.2.11)}$$

Prin integrare se obţine: $v_{x_1} + jv_y = ae^{-j\omega t}$, (A.2.12)

unde: $a = v_{ot}e^{-j\alpha}$; v_{ot}, $\alpha \in R$, (A.2.13)

Deci: $v_{x1} + jv_y = v_{ot}e^{-j(\omega t+\alpha)}$ (A.2.14)

Se separă partea reală şi cea imaginară:

$$v_{x_1} + jv_y = v_{ot}[\cos(\omega t + \alpha) - j\sin(\omega t + \alpha)]. \qquad \text{(A.2.15)}$$

Se obţine: $v_{x_1} = v_{ot}\cos(\omega t + \alpha)$, (A.2.16)

$$v_y = -v_{ot}\sin(\omega t + \alpha). \qquad \text{(A.2.17)}$$

v_{ot} şi α se determină din condiţiile iniţiale:

$$v_{ot} = \sqrt{v_{x_1}^2 + v_y^2}. \qquad \text{(A.2.18)}$$

Se integrează ecuaţiile (A.2.16) şi (A.2.17). Se obţine:

$$x_1 = x_0 + \frac{v_{ot}}{\omega}\sin(\omega t + \alpha), \qquad \text{(A.2.19)}$$

$$y = y_0 + \frac{v_{ot}}{\omega}\cos(\omega t + \alpha). \qquad \text{(A.2.20)}$$

Calculul s-a făcut în ipoteza că viteza iniţială a particulei se află în planul xOy, deci $v_{oz} = 0$.

Bibliografie

[1] *Kuhl, W., Wiehl, K.* Messeinrichtung des Innendrucks von Vakuumschaltröhren. Siemens Zeitschrift 51, H. 6 1977, p. 427–430.

[2] *Manfred von Ardenne.* Tabellen zur angewandten Physik II Band. Physik und Technik des Vakuums, Plasmaphysik. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin, 1975.

[3] Vakuumtechnisches Handbuch. VEB Hochvacuum, Dresden, 1971.
[4] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și Pedagogică, 1980.
[5] *Penning, F. M.* Tiefdruckmanometer. Philips Techn. Rundsch. 2, 1937, p. 201—208.
[6] *Lucek, R. J., Pearce, I. W.* Apparatus and Method for measuring the pressure inside a vacuum circuit interrupter. United States Patent Office 3.263.162, 26 July 1966.
[7] *Landau, L. D., Lifșiț E. M.* Teoria cîmpului (traducere din limba rusă). Editura tehnică București, Ediția a III-a revăzută, 1963.
[8] *Artsimovitch, L., Soukiano , S.* Mouvement des particules chargées dans des champs électriques et magnétiques. Editions Mir, Moscou 1975.
[9] *Novacu, V.* Introducere în electrodinamică vol. 2, Ed. Academiei RPR, București 1955.
[10] *Bahder, H. P.* Messung des Gasdruckes in Vakuumbogenlöschkammern Wis. Techn. Mitl. IPH, Berlin 1976, 17 p. 41—42.

CZ 621.396.611.1 : 621.3.015.2

CIRCUITE NERECIPROCE
VARIAȚIA FUNCȚIILOR DE REȚEA

Analiza circuitelor nereciproce prin metoda variației parametrilor

MARIUS PREDA, GELU IONESCU, VIOREL MĂRIEȘ, MONICA COLȚEANU, MIOARA BEJAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Complexitatea crescîndă a circuitelor electrice cu componente electronice impune perfecționarea continuă a metodelor de analiză a circuitelor nereciproce.

În acest sens prezintă interes problema elaborării unor metode care să permită analiza unor circuite cu număr cît mai mare de elemente și în același timp, avînd în vedere problemele de proiectare și exploatare, să nu necesite reluarea completă a calculelor la modificarea unor parametri ai circuitului.

Programul „ANCINELI" prezentat în această lucrare aduce contribuții la rezolvarea problemei enunțate mai sus, pe baza utilizării teoremei generale de variație [2] a funcțiilor de transfer și a considerării unui circuit auxiliar simplificat pentru care se obține simplu tabloul funcțiilor de rețea.

Revenirea de la circuitul simplificat la circuitul de studiat, cu aceeași structură topologică dar cu parametri diferiți necesită un calcul iterativ, ușor de programat, al tabloului funcțiilor de rețea.

Metoda se aplică direct la studiul regimurilor permanente ale unor circuite liniare cu parametri invariabili în timp, dar poate fi, evident, extinsă și la studiul regimurilor tranzitorii și la circuitele neliniare.

1. Teorema generală de variație a funcțiilor de rețea

Modificarea unei funcții oarecare de rețea de la valoarea $H_{\alpha\beta}$ corespunzătoare unei valori nule a unui parametru din rețea la valoarea $H'_{\alpha\beta}$, corespunzătoare unei valori P_{kj} a acestui parametru este dată [2] de formula :

$$H'_{\alpha\beta} = H_{\alpha\beta} + \frac{H_{\alpha k} H_{j\beta}}{\dfrac{1}{P_{kj}} - H_{jk}} . \qquad (1)$$

În această relație o funcție de rețea oarecare (de intrare sau transfer) de la mărimea de intrare a unei porți ν la mărimea de ieșire a unei porți μ este notată $H_{\mu\nu}$.

P_{kj} este parametrul unei surse comandate ce contribuie la mărimea de intrare$_j$ a unei porți k prin componenta aditivă $P_{kj}M_e$ comandată de mărimea de ieșire M_{ej} a unei porți j.

Compunerea aditivă a curenților la legarea în paralel și determinarea tuturor curenților în funcție de curenții coardelor circuitului face utilă considerarea unor surse de curent pentru coarde. Aceasta conduce la coarde cu mărimea de intrare-intensitate de curent J_c și mărimea de ieșire-tensiune U_c.

Compunerea aditivă a tensiunilor la legarea în serie și determinarea tuturor tensiunilor în funcție de tensiunile ramurilor face utilă considerarea unor surse de t.e.m. pentru ramuri. Aceasta conduce la ramuri cu mărime de intrare tensiune electromotoare E_r și mărime de ieșire intensitate de curent I_r.

Ecuația matriceală (operațională) a circuitului cu parametri hibrizi, liniar și cu condiții

* Institutul politehnic — București.

inițiale de zero, adecvată mărimilor de intrare considerate are forma:

$$\begin{vmatrix} Ir] \\ Uc] \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} [Yrr] & [AI, rc] \\ Au, cr & [Zcc] \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} Er] \\ Ic] \end{vmatrix}, \tag{2}$$

notată simplificat:

$$M_e] = [H] \cdot M_i].$$

La n_c „creșteri (algebrice)" $Pc_k\alpha$ ale parametrului de comandă a cîte unei coarde c_k și la n_r „creșteri (algebrice)" $Pr_{j\beta}$, a parametrului de comandă a cîte unei ramuri r_j corespunde o nouă valoare a matricei funcțiilor de transfer hibride $[H']$. Această matrice $[H']$ se poate obține din matricea $[H]$ prin $n = n_c + n_r$ prelucrări succesive (numite pivotări) cu ajutorul formulei (1). Trebuie remarcat faptul că în cazul general n_c nu este egal cu numărul de coarde, iar n_r nu este egal cu numărul de ramuri, ci cu numărul parametrilor de comandă ai acestora.

În continuare se prezintă cîteva modalități avantajoase de alegere a circuitului simplificat, respectiv a matricei inițiale a funcțiilor de rețea hibride, corespunzătoare acestui circuit simplificat. Aceste forme inițiale ale matricei funcțiilor de rețea sînt cele care corespund la trei situații limită ale circuitului considerat, format exclusiv din surse comandate cu: parametrii coardelor nuli, parametrii ramurilor nuli, toți parametrii nuli.

a. Cazul coardelor cu parametrii nuli

Forma inițială a matricei funcțiilor de rețea este:

$$[H^\circ] = \begin{vmatrix} & [C_{Bc}r] \\ [C_{Bc}r]^T & \end{vmatrix}.$$

După introducerea în circuit a surselor de t.e.m. comandate din ramuri ($E_{r_\alpha} = -Z_{r_\alpha r_\beta} I_{r_\beta}$), ceea ce corespunde unei, „creșteri" cu $P_{r_\alpha r_\beta} = -Z_{r_\alpha r_\beta}$ a parametrului de comandă a unei ramuri, se obține o formă intermediară a matricei funcțiilor de rețea și anume:

$$[H_i'] = \begin{vmatrix} & [C_{Bc}r]^T \\ [C_{Bc}r] & [Z'cc] \end{vmatrix}.$$

În matricele considerate ($[H^\circ]$ și $[H_i']$ zonele lăsate libere corespund unor matrice cu toate elementele nule.

Matricea $[Z'cc]$ se poate forma direct, fără pivotări, utilizînd un algoritm de determinare a elementelor acesteia.

Aceasta prezintă interes dacă se urmărește numai determinarea impedanțelor de transfer ale coardelor $[Zcc]$ utilizînd pentru aceasta, ca tablou inițial, matricea $[Z'cc] = [H^\circ z]$.

Elementul situat pe linia α și coloana β este suma algebrică a impedanțelor ce produc căderi de tensiune în ramurile r_α ale buclei coardei c_α, datorate curenților ramurilor r_β din bucla coardei c_β. Semnul ce precede o impedanță $Z_{\alpha\beta}$ este plus dacă sensurile buclelor B_{c_α} și B_{c_β} ale coardelor c_α, c_β sînt la fel orientate față de sensurile ramurilor r_α, r_β corespunzătoare expresiei $Z_{\alpha\beta} \cdot I_{r_\beta}$. În figura 1*a* se exemplifică aplicarea acestui algoritm pentru impedanța proprie Z a unui element dintr-o ramură r_α, comună buclelor $B_{c\alpha}$ și $B_{c\beta}$.

În figura 1*b* se exemplifică aplicarea algoritmului pentru o impedanță de transfer ce este un parametru de comandă al sursei de tensiune E_α comandată de un curent I_β astfel încît $U_\alpha = Z_{\alpha\beta} \cdot I_\beta$.

Matricea $[Z'cc]$ se poate prelucra (pivota) pentru parametrii de comandă ai coardelor (corespunzători admitanțelor proprii și surselor de curent comandate de tensiunile coardelor).

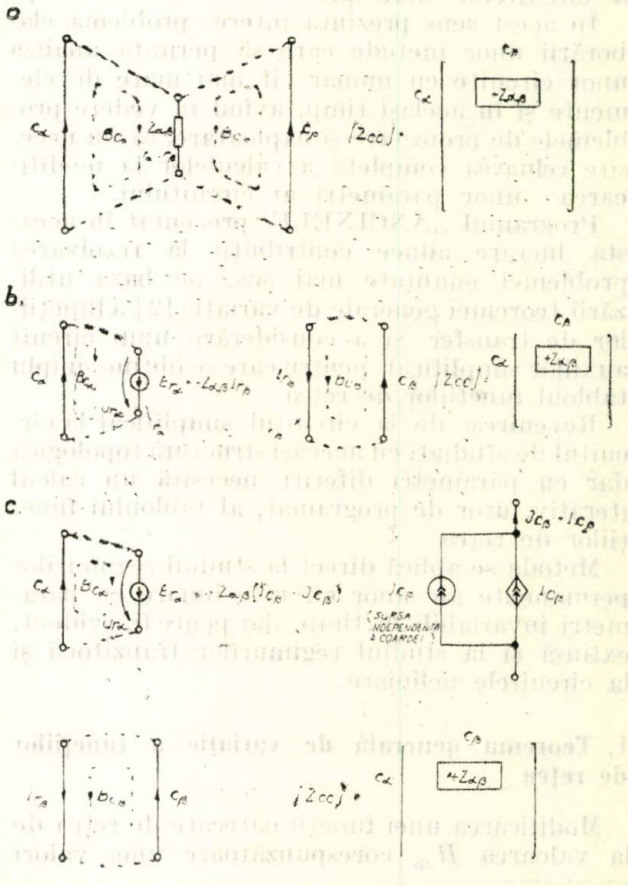


Fig. 1

O generalizare posibilă a algoritmului prezentat o constituie cazul surselor de t.e.m. (din ramuri) comandate de orice curent (din ramuri sau din coarde). Numai că, în final, după pivotări, impedanţele coloanelor β corespunzătoare unor coarde (cu curenţi ce comandă surse de tensiune) au noi semnificaţii. Funcţiile de transfer de la curentul de intrare Jc_β la mărimile de ieşire corespund comandării surselor de tensiune de către curentul Jc_β plus curentul Ic_β al coardei, aşa cum se exemplifică în figura 1c.

b. *Cazul ramurilor cu parametri nuli*

După introducerea în circuit a surselor de curent comandate din coarde ($J_{c_\alpha} = Y_{c_\alpha c\beta} U_{c\beta}$), ceea ce corespunde unei „creşteri" $P_{c_\alpha c\beta} = Y_{c_\alpha c\beta}$ a parametrului de comandă a unei ramuri, se obţine o altă formă intermediară a matricei funcţiilor de reţea şi anume:

$$[H_i''] = \left|\begin{array}{c|c} [Y'_{rr}] & [C_{Bc}r]^T \\ \hline [C_{Bc}r] & \end{array}\right|,$$

Dacă în sistemul funcţiilor de reţea se caută numai admitanţele de intrare sau transfer corespunzătoare ramurilor (matricea $[Y_{rr}]$) şi elementele care au rămas de introdus sînt numai surse de tensiune (în ramuri), comandate de curenţi (din ramuri), atunci se utilizează numai matricea $[Y'_{rr}]$. Prin pivotări succesive se obţine matricea $[Y_{rr}]$.

Se utilizează, deci, ca matrice iniţială $[H_y^\circ] = [Y_{rr}]$, care se poate forma direct, utilizînd algoritmul descris mai jos.

Elementul situat pe linia α şi coloana β este suma algebrică a admitanţelor laturilor ce produc curenţii în coardele c_α ale secţiunii ramurii r_α, datorită tensiunilor coardelor c_β din secţiunea ramurii r_β. Semnul ce precede o admitantă $Y_{\alpha\beta}$ este plus dacă sensurile ramurilor r_α, r_β dintre cele două secţiuni Σr_α, Σr_β sînt la fel orientate şi corespund expresiei $Y_{\alpha\beta} \cdot I_{c\beta}$.

În figura 2a se exemplifică aplicarea acestui algoritm pentru admitanţa proprie a unui element dintr-o coardă c_α comună secţiunilor Σr_α şi Σr_β.

În figura 2b se exemplifică aplicarea algoritmului pentru o admitanţă de transfer ce este un parametru de comandă al sursei de curent J_α comandată de o tensiune U_β astfel încît $J_{c_\alpha} = Y_{\alpha'\beta} \cdot U_{c\beta}$.

Matricea $[Y'_{cc}]$ se poate prelucra (pivota) pentru parametrii de comandă ai ramurilor (corespunzători admitanţelor proprii şi surselor de t.e.m. comandate de curenţii ramurilor).

O generalizare posibilă a algoritmului prezentat o constituie cazul surselor de curent (din coarde) comandate de orice tensiune (din coarde sau din ramuri). Numai că, în final, după pivotări, admitanţele coloanelor corespunzătoare unor ramuri (cu tensiuni ce comandă surse de curent) au noi semnificaţii. Funcţiile de transfer

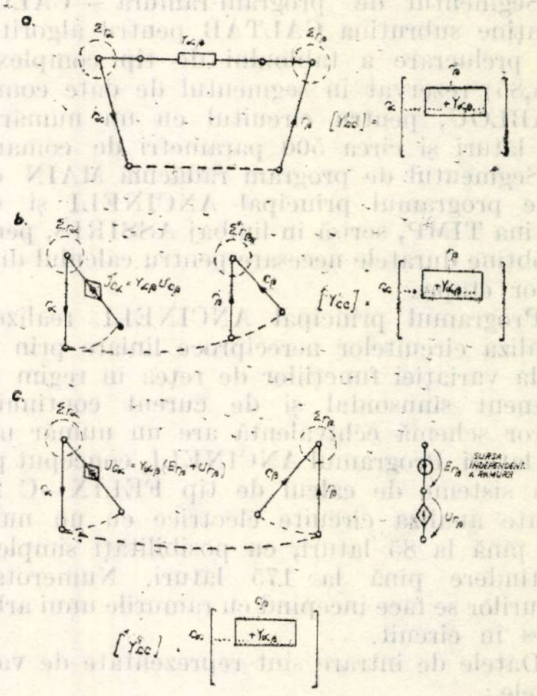


Fig. 2

de la t.e.m. de intrare Er_β la mărimile de ieşire corespund comandării surselor de curent de către tensiunea Ec_β plus tensiunea Uc_β de la bornele elementului pasiv al ramurii, aşa cum se exemplifică în figura 2c.

c. *Cazul tuturor parametrilor nuli*

Forma iniţială a matricei funcţiilor de reţea corespunzătoare tuturor parametrilor nuli, este:

$$[H^\circ] = \begin{array}{c} \\ Ir \\ Uc \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} Er & Jc \end{array} \\ \left|\begin{array}{c|c} & [C_{Bc}r]^T \\ \hline [C_{Bc}r] & \end{array}\right| \end{array}.$$

Trecerea de la tabloul funcţiilor de reţea pentru parametrii daţi ai circuitului se face prin pivotări succesive.

Parametrii pot corespunde unor surse de t.e.m. (din ramuri) comandate de tensiunile coardelor sau curenţii ramurilor şi unor surse de curent (în coarde) comandate de tensiunile coardelor sau curenţii ramurilor.

2. Descrierea şi modul de utilizare a programului

Programul ANCINELI (Analiza circuitelor nereciproce liniare) scris în limbajul de programare FORTRAN, constituit din circa 200 instrucţiuni, segmentat în segmentul de program-

rădăcină MAIN, segmentul de program-ramură CALCUL și segmentele de date comune F% BLK și TABLOU, necesitînd o memorie internă de circa 100 kocteți, este dat mai jos.

Segmentul de program-ramură — CALCUL conține subrutina CALTAB pentru algoritmul de prelucrare a tabloului de tip complex T (85,85) rezervat în segmentul de date comune TABLOU, pentru circuitul cu un număr de 85 laturi și circa 500 parametri de comandă.

Segmentul de program rădăcină MAIN conține programul principal ANCINELI și subrutina TIMP, scrisă în limbaj ASSIRIS, pentru a obține duratele necesare pentru calculul diverselor etape.

Programul principal ANCINELI realizează analiza circuitelor nereciproce liniare prin metoda variației funcțiilor de rețea în regim permanent sinusoidal și de curent continuu a căror schemă echivalentă are un număr mare de laturi. Programul ANCINELI, conceput pentru sisteme de calcul de tip FELIX—C 256, poate analiza circuite electrice cu un număr de pînă la 85 laturi, cu posibilități simple de extindere pînă la 175 laturi. Numerotarea laturilor se face începînd cu ramurile unui arbore ales în circuit.

Datele de intrare sînt reprezentate de variabilele:

NR — numărul ramurilor arborelui ales în circuit;

NL — numărul laturilor circuitului;

$NRCART$ — numărul cartelelor pe care sînt perforate datele ce urmează, egal cu partea întreagă a numărului $NL/13 + 1$, citite și perforate în conformitate cu:

2010 FORMAT (315);

$NEV(j)$ — indicele nodului de ieșire al unei laturi;

$NIV(j)$ — indicele nodului de intrare al unei laturi; citite și perforate pe cele $NRCART$ cartele în conformitate cu: 2020 FORMAT (2613);

$NRCART$ — numărul cartelelor pe care sînt perforate datele ce urmează, egal cu partea întreagă a numărului perechilor parametrilor de comandă plus unu, citit și perforat în conformitate cu:

1010 FORMAT (12);

$IVL(J)$ — indicele laturii de comandă;

$IVC(J)$ — indicele laturii comandate;

$PV(J)$ — valoarea complexă a parametrului de comandă, citită și perforată pe cele $NRCART$ cartele în conformitate cu: 1020 FORMAT (2(212, 2E14.7,8 x)).

Avînd în vedere prezența surselor comandate, sau multiplu comandate, numărul parametrilor poate depăși considerabil numărul laturilor circuitului.

După citirea datelor de intrare acestea sînt tipărite la ieșire. În continuare, se face inițializarea tabloului $T(NL, NL)$ de tip complex prin atribuirea de valori nule elementelor sale. Pe baza datelor de intrare citite se fac atribuiri de valori 1. și -1. pentru a forma matricea de incidență a laturilor la noduri. După ștergerea liniei $NR + 1$ se obține matricea redusă de incidență a laturilor la noduri și se trece la calculul iterativ al matricei de incidență a ramurilor la buclele coardelor. În continuare, se aplică procesul iterativ de calcul al tablourilor $T(NL, NL)$ cu relația (1) pentru fiecare parametru de comandă.

Datele de ieșire sînt constituite de elementele $T(J, K)$ ale tabloului prelucrat, corespunzătoare funcțiilor de rețea cerute.

Durata de calcul a tabloului transmitanțelor circuitului, corespunzător unui set de 100 parametri de comandă, este de circa 25 secunde, citirea programului circa 3 minute, iar ediția de legături de ordinul a cîtorva secunde.

3. Concluzii

Calculul funcțiilor de transfer de la intrări date la ieșiri date ale unui circuit nereciproc, cu L laturi se poate face prin prelucrări succesive ale unui tablou inițial al funcțiilor de rețea ale circuitului, utilizînd metoda și programul prezentat în această lucrare.

Pornind de la tabloul funcțiilor de rețea pentru toți parametri nuli ai circuitului, numărul tablourilor prelucrate este egal cu numărul P al parametrilor laturilor circuitului. Fiecare tablou prelucrat are L linii și L coloane.

Pornind de la tabloul funcțiilor de rețea ale coardelor pentru parametri nuli ai ramurilor, numărul tablourilor de prelucrat este egal cu numărul P_r al parametrilor ramurilor. Fiecare tablou $[Z_{cc}^{(k)}]$ prelucrat are C linii și C coloane, C fiind numărul coardelor.

Pornind de la tabloul funcțiilor de rețea ale ramurilor pentru parametri nuli ai coardelor, numărul tablourilor prelucrate este egal cu numărul P_c al parametrilor coardelor. Fiecare tablou $[Y_{rr}^{(k)}]$ prelucrat are R linii și R coloane, cu R numărul ramurilor.

În cele de mai sus s-a considerat cazul cel mai frecvent întîlnit în practică al surselor de tensiune comandate de curenți și al surselor de curent comandate de tensiuni. Cazurile considerate sînt mai generale decît în lucrarea [4] publicată anterior, sursele comandate fiind prezentate în ramuri și coarde, atît la calculul admitanțelor, cît și la calculul impedanțelor de rețea.

Extinderea metodei la mărimi de comandă Ic și Ur (care nu apar în tablou ca mărimi de intrare) se poate face numai la formarea tabloului.

Pentru mărimi de comandă Jcy reprezentînd curenți parțiali ai coardelor și tensiuni Urz reprezentînd tensiuni parțiale ale ramurilor, ex-

tinderea metodei se poate face numai la formarea tabloului prin introducerea unor coloane suplimentare, corespunzătoare unor surse suplimentare.

Aplicarea metodei în alte cazuri este, de asemenea, posibilă, a fost studiată și va fi prezentată în alte lucrări.

Anexa 1

EXEMPLU DE CALCUL

Pentru circuitul electric din figura 3 care reprezintă schema echivalentă a unui etaj de amplificare cu reacție negativă în regim sinusoidal s-au calculat:

a — impedanța de intrare $Z_{11} = \dfrac{U_1}{J_1}$,

b — impedanța de transfer $Z_{21} = \dfrac{U_2}{J_1}$,

c — amplificarea în tensiune $Au_{21} = \dfrac{U_2}{U_1} = \dfrac{Z_{21}}{Z_{11}}$.

În graful circuitului (figura 4) au fost reprezentate cu linie întreruptă ramurile, iar cu linie plină coardele.

Utilizînd algoritmul prezentat (3a) s-au determinat elementele matricei inițiale $[H_z^*]$. În tabelul 1, elementele matricei $[H_z^*]$ sînt scrise simbolic, înlocuindu-se impedanța $\underline{Z}_\alpha$ a ramurii cu indicele acesteia (α).

Valorile numerice ale impedanțelor ramurilor sînt: $\underline{Z}_7 = 14{,}5$ kΩ, $\underline{Z}_8 = 0{,}05$ kΩ, $\underline{Z}_9 = -2653{,}93\,j$kΩ, $\underline{Z}_{10} = 0{,}05$ kΩ, $\underline{Z}_{11} = -2653{,}93\,j$kΩ, $\underline{Z}_{12} = 5{,}4$ kΩ.

Pentru determinarea valorilor numerice ale funcțiilor de rețea considerate este necesară introducerea celor cinci coarde (C_2, C_3, C_4, C_5, C_6). Coarda C_4 conține două elemente în paralel, deci sînt necesare în total un număr de 6 pivotări.

În tabelul 2 sînt reprezentate valorile parametrilor în care se indică ordinea pivotărilor (linia 1 a tabloului), indicele liniei elementului în raport cu care se face pivotarea (linia 2) și indicele coloanei elementului (linia 3). Parametrii coardelor exprimați în admitanțe se găsesc în linia 4 a tabloului.

În tabelul 3 sînt date valorile inițiale ale elementelor matricei $[H_z^*]$, iar în tabelul 4, valorile elementelor matricei $[Z_{cc}]$ obținută prin pivotări.

Valoarea numerică a impedanței de intrare este elementul a_{11} al acestei matrice:

$$Z_{11} = 90{,}34 - 0{,}11\,j\ \Omega.$$

Modulul acestei impedanțe este:

$$Z_{11} \simeq 90{,}34\ \Omega.$$

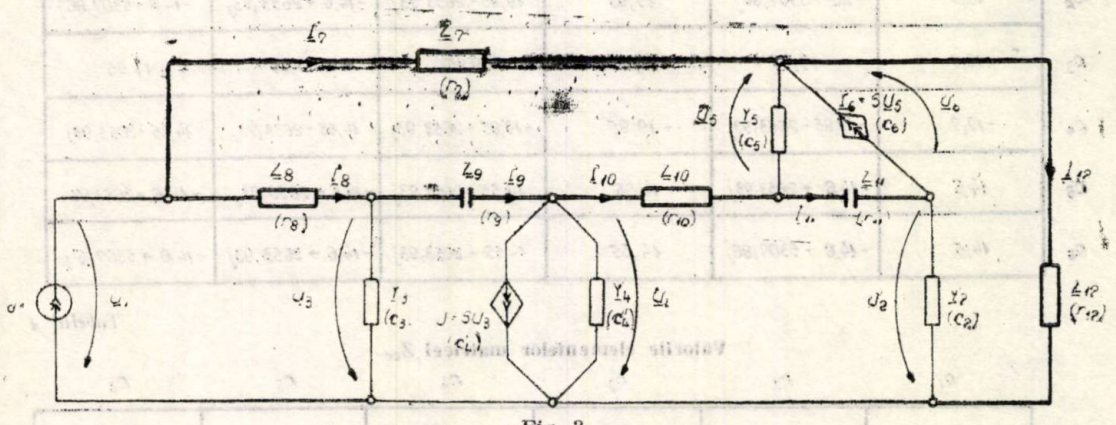


Fig. 3

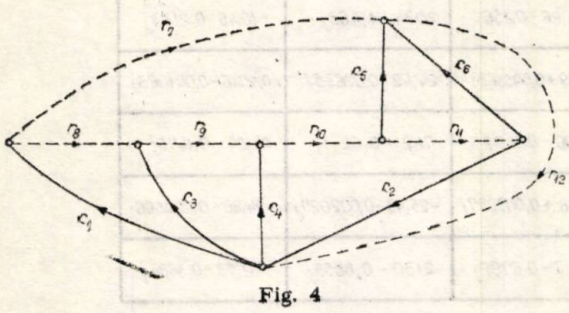


Fig. 4

Valoarea numerică a impedanței de transfer Z_{21} este elementul a_{21} al matricei considerate:

$$\underline{Z}_{21} = 7168 - 0{,}000057\,j\ \Omega,$$

$$Z_{21} = 7168\ \Omega.$$

Valoarea numerică a amplificării în tensiune rezultă din raportul:

$$A_{U_{21}} = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} = \frac{7168}{90{,}34} = 79{,}3447.$$

Tabelul 1

Elementele matricei $H_z^0 = Z'_{cc}$ exprimate prin numărul de ordine al ramurilor din graful circuitului

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
C_1	-(7+12)	7+12	-(7+12)	-(7+12)	7	7
C_2	(7+12)	-(7+8+9+10+11+12)	7+8+12	7+8+9+12	-(7+8+9+10)	-(7+8+9+10+11)
C_3	-(7+12)	7+8+12	-(7+8+12)	-(7+8+12)	7+8	7+8
C_4	-(7+12)	7+8+9+12	-(7+8+12)	-(7+8+9+12)	7+8+9	7+8+9
C_5	7	-(7+8+9+10)	7+8	7+8+9	-(7+8+9+10)	-(7+8+9+10)
C_6	7	-(7+8+9+10+11)	7+8	7+8+9	-(7+8+9+10)	-(7+8+9+10+11)

Tabelul 2

Tabloul valorilor parametrilor

COARDA	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
INDICELE LINIEI	1	2	3	4	5	6
INDICELE COLOANEI	4	2	3	4	5	6
$\underline{Y}$ (mS)	40	0,5	0,2 +0,0026389j	0,25	0,2+0,0026389j	40

Tabelul 3

Valorile inițiale ale elementelor matricei H_z^0

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
C_1	-19,9	19,9	-19,9	-19,9	14,5	14,5
C_2	19,9	-20 + 5307,86j	19,95	19,95 - 2653,93j	-14,6 + 2653,93j	-14,6 + 5307,86j
C_3	-19,9	19,95	-19,95	-19,95	14,55	14,55
C_4	-19,9	-19,95 - 2653,93j	-19,95	-19,95 + 2653,93j	14,55 - 2653,93j	14,55 - 2653,93j
C_5	14,5	-14,6 + 2653,93j	14,55	14,55 - 2653,93j	-14,6 + 2653,93j	-14,6 + 2653,93j
C_6	14,5	-14,6 + 5307,86j	14,55	14,55 - 2653,93j	-14,6 + 2653,93j	-14,6 + 5307,5j

Tabelul 4

Valorile elementelor matricei Z_{cc}

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
C_1	-90,34 - 0,11j	0,0000171 + 0,01881j	-40,65 + 0,01881j	-24,64 + 0,003546j	24,67 - 0,02427j	-0,2773 - 0,001568j
C_2	7168 - 0,00005775j	-1999 + 1,542j	7186 - 54,94j	-44,86 - 0,156j	2034 - 1,463j	-10,45 - 0,2153j
C_3	-89,45 + 0,1691j	0,00001906 + 0,01862j	-89,75 + 0,1697j	-24,39 + 0,005363j	24,42 - 0,02635j	-0,2746 - 0,001063j
C_4	1424 - 81,48j	-0,0005817 + 0,03556j	14280 - 81,76j	-95,96 - 0,5292j	71,2 + 0,6243j	24,04 - 0,1471j
C_5	-89,61 + 0,5201j	0,0000034 63 - -0,0004281j	-89,83 + 0,5219j	0,5608 + 0,003277j	-25,43 - 0,002027j	-24,86 - 0,002566j
C_6	21310 - 139,1j	-1999 + 1,614j	21380 - 139,6j	-140,2 - 0,6792j	2130 - 0,8853j	-11,53 - 0,3634j

Anexa 2

PROGRAMUL DE CALCUL

În cele ce urmează este prezentat programul de calcul utilizat pentru determinarea funcțiilor de rețea respective.

```
      JOB ANCINELI, AN : 0001, PN : MARIES
      ** VA ROG ALOCAȚI 100 KOCTETI, MULȚUMESC
      SEG MAIN
      COMPILE FORTRAN
* SEGMENT F%BLK, TABLOU
      DIMENSION NE (100), NI (100), NEV (13),NIV(13), IVL(2), IVG(2)
      COMPLEX P (100), T(85) 85), HC(85), HL(85), PV(2), FT, HCALFA, HLBETA
      COMMON IL(100), IC(100), FT, P, HCALFA, HLBETA, HC, HL/TABLOU/T
      READ(105, 2010) NR, NL, NRCART
2010  FORMAT (313)
      L=0
      DO 2050 I = 1, NRCART
      READ(105- 2020) ((NEV(J), NIV (J)), J=1,13)
2020  FORMAT (2613)
      DO 2040 K = 1,13
      IF(NEV(K)) 2030, 2050, 2030
2030  L = L + 1
      NE(L) = NEV(K)
2040  NI(L) = NIV(K)
2050  CONTINUE
      WRITE (108, 2060)
2060  FORMAT (' TABLOUL LATURILOR'/ 1X, 17 (1H*)/)
      NT = NL/25
      NREST = NL−25*NT
      IF(NREST) 2080, 2080, 2070
2070  NT = NT+1
2080  N1=1
      DO 2130 I = 1, NT
      IF(I−NT) 2100,2090,2090
2090  N2=N1+NREST−1
      GO TO 2110
2100  N2=N1+24
2110  WRITE (108, 2120) (L, L = N1, N2)
2120  (FORMAT ('NL, 2515/)
      WRITE (108, 2121) (NE(L), L = N1, N2)
2121  FORMAT(' NE', 2515/)
      WRITE (108, 2122) (NI(L), L = N1, N2
2122  FORMAT ('NI', 2515//)
2130  N1 = N2 + 1
      DO 2132 I = 1, NL
      DO 2131 J = 1, NL
2131  T(I, J) = 0
2132  CONTINUE
      DO 2140 I = 1, NL
      J = NE(I)
      K = NI(I)
      T(J, I) = 1.
      T(K, I) = −1.
2140  T(NR+1, I) = 0
      DO 2280 I = 1, NR
      IF(REAL(T(I,I))) 2200, 2160, 2200
2160  JI = I + 1
      DO 2190 J = J1, NR
      IF(REAL(T(J, 1))) 2170, 2190, 2170
2170  DO 2180 K=I, NL
2180  T(I, K) = T(I, K) + T(J, K)
      GO TO 2200
2190  CONTINUE
22200 IF(REAL(T(I, I))− 1) 2230, 2210,2230
2210  DO 2220 K = I, NL
2220  T(I, K) = − T(I, K)
2230  DO 2270 J = 1, NR
      IF( I − J) 2240, 2270,2240
2240  IF(REAL (T(J, I)) 2250, 2270, 2250
2250  FACT = T(J, I)/T(I, I)
      DO 2260 K = I, NL
2260  T(J, K) = T(J, K) + T(I, K)* FACT
2270  CONTINUE
2280  CONTINUE
      NR1=NR+1
      DO 2281 I = 1, NR
      T(I, I) = 0
      DO 2281 J = NR1,NL
2281  T(,J, I) = T(I, J)
2282  CONTINUE
      READ (105, 1010) NRCART
1010  FORMAT (I2)
      WRITE (108, 1015)
1015  FORMAT (8X,' TABLOUL VALORILOR PARAMETRILOR'/6X, 'NR.', 3X, 'LI', 4X, 1'CE', 2X, 'PARAMETRU')
      NP=0
      DO 1040 I = 1, NRCART
      READ (105, 1020) (IVL(J), IVC(J), PV(J), J = 1, 2)
1020  FORMAT (2(212, 2E14.7, 8X))
      DO 1025 J = 1,2
      IF(IVL(J)**2 + IVC(J)**2) 1023, 1040, 1023
1023  NP=NP+1
      IL(NP) = IVL(J)
      IC(NP) = IVC(J)
      P(NP) = PV(J)
1025  WRITE (108, 1030) NP, IL(NP), IC(NP) P(NP)
1030  FORMAT 5X, I3, 4X, I2, 4X, I2, 4X, 2E14. 7)
1040  CONTINUE
      CALL CALTAB (NP, NL)
      DO 110 I = 1, NL
110   WRITE (108, 120) (T(I, IB), IB = 1, NL)
120   FORMAT (2X, 10E 13. 7)
      STOP
      END
```

```
• SEG CALCUL
• COMPILE FORTAN
*SEGMENT F%BLK, TABLOU
SUBROUTINE CALTAB (NP, NL)
COMPLEX P(100), T(85, 85), HC(85),
HL(85), PV(2), FT, HCALFA, HLBETA
COMMON IL(100), IC(100), FT, P, HC-
ALFA, HLBETA, HC, HL/TABLOU/T
DO 130 N = 1, NP
K = IL(N)
J = IC(N)
FT = 1./P(N) — T(K, J)
DO 50 I = 1, NL
50 HC(I) = T(I, J)
DO 60 I = 1, NL
60 HL(I) = T(K, I)
DO 80 IA = 1, NL
HCALFA = HC(IA)
IF(CABS(HCALFA)) 65, 60, 65
65 DO 70 IB = 1, NL
HLBETA = HL(IB)
IF(CABS(HLBETA)) 67, 70, 67
67 T(IA, IB) = T(IA, IB) + HCALFA*
*HLBETA/FT
70 CONTINUE
80 CONTINUE
CALL TIMP (NRSEC)
WRITE (108, 100) NRSEC
100 FORMAT ('MOMENTUL TRECERII
PRIN ACEST PUNCT : ', I10)
130 CONTINUE
RETURN
END
• ENTSEG TIMP
• COMPILE ASSIRIS
TIMP CSECT
LD4, 14 %
STM, 1 SAVE
GTS
LD4, 1 *2*4
SRL4, 0 11
ST4, 0 *1*4
LDM, 1 SAVE
BRU *8*4
SAVE RES, 4 2
END
• TREE MAIN + F%BLK+TABLOU
(CALCUL)
• LINK
• RUN NL : 300000, TIME : 100,UD : CP
Cartele cu date de intrare
• EOJ
```

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* A new method for analysing complex networks based on iterative hybrid network function computation. Rev Roum Sci Techn. Electrotechn et Energ tome **25**, nr. 4, 1980, p. 537—547.

[2] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* O nouă metodă de determinare a funcțiilor de transfer în circuite electrice. Primul simpozion național de teoria sistemelor, 14—15 noiembrie.

[3] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* An optimal iterative method for hybrid transfer function computation 4th International Conference on control Systems and Computer Science, Bucharest, 17—20 june 1981.

[4] *Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colțeanu, M.* Analiza circuitelor rezistive mari prin metoda funcțiilor de transfer hibride. In EEA Electrotehnica, 1982 (în curs de publicare).

[5] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* O nouă metodă de analiză a circuitelor electrice bazată pe calculul iterativ al funcțiilor de transfer hibride. Buletinul I.P.B., București, 1982 (în curs de publicare).

[6] *Brown, H.* Solution of large networks by matrix methods, John Wiley Sons, New York, 1977.

CZ 621.313.333 :621.3.013.1

REGIM TRANZITORIU
SATURAȚIA CIRCUITULUI MAGNETIC
MOTOR ASINCRON LINIAR

Studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar cu luarea în considerație a efectelor de capăt și a saturației circuitului magnetic

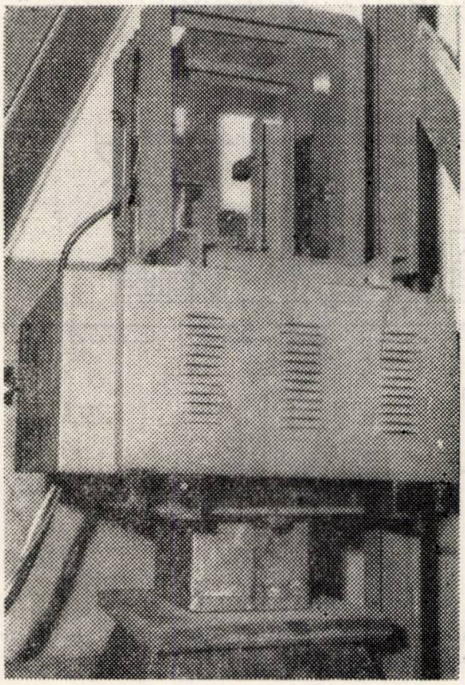
OVIDIU PEȘTEANU* — BRAȘOV

Cunoașterea comportării în regim tranzitoriu a motorului asincron liniar prezintă importanță într-o serie de acționări electrice cu motoare liniare cum este cazul unor utilaje cu acțiune prin șocuri : ciocane, prese (fig. 1) [1, 2], prin vibrații etc., sau cazul acționărilor utilizînd motoare liniare alimentate prin dispozitive cu comutație statică (contactoare, variatoare, convertoare).

* Catedra de electrotehnică și mașini electrice, Universitatea din Brașov.

În lucrarea [3], la studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar cu inductor scurt și polii marginali semibobinați se ia în considerație poziția geometrică diferită a înfășurărilor celor trei faze în dreptul capetelor inductorului, însă la determinarea reacției indusului se utilizează scheme echivalente obținute în cadrul teoriei motoarelor rotative iar viteza indusului se consideră constantă. În lucrarea [4], la folosirea ecuațiilor și schemelor echivalente cunoscute din teoria motoarelor electrice rotative se utilizează expresiile unor

coeficienți de corecție, deduse însă în cadrul unor analize simplificate ale funcționării motorului asincron liniar în regim permanent sinusoidal. În studiile [5—8] se neglijează efectele de capăt transversale dar se iau în considerație efectele de capăt longitudinale prin prelungirea



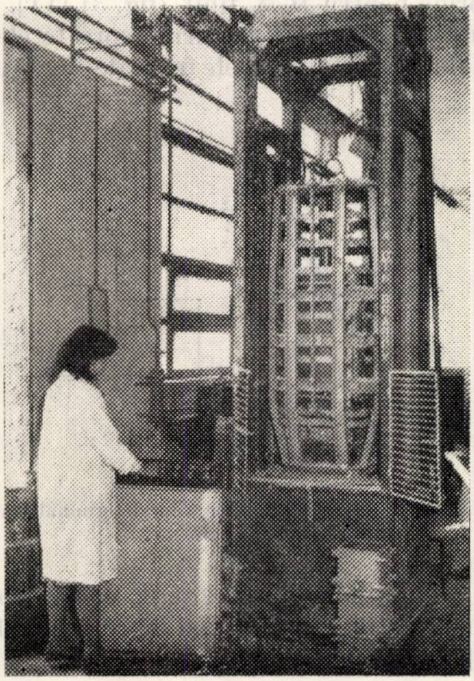


Fig. 1. Utilaje cu acțiune prin șocuri acționate cu motoare asincrone liniare : *a* — model experimental al unui ciocan de forjat [1] ; *b* — instalație industrială pentru compactarea materialelor refractare [2].

circuitului magnetic al inductorului în exteriorul întrefierului real, în lungul direcției de mișcare a indusului. În lucrarea [5] se consideră că lățimea întrefierului circuitului magnetic echivalent este constantă iar porțiunea de indus din dreptul fiecărui pas polar se înlocuiește cu două înfășurări fixe, repartizate în spațiu sinusoidal în dreptul pasului polar respectiv și uniform în afara acestuia. Studiul motorului asincron liniar se reduce astfel la studiul unor circuite electrice fixe cuplate magnetic între ele și cuprinzînd și niște surse echivalente tensiunilor electromotoare induse prin mișcare. Efectele de capăt longitudinale sînt luate în considerație mai amănunțit în lucrările [6—8] prin utilizarea, în exteriorul întrefierului real, a unei lățimi [6], a unei permeabilități [7] sau a unei permanențe specifice [8], dependente de spațiu pentru întrefierul circuitului magnetic echivalent. Pentru a se obține pentru transformata Laplace a inducției magnetice din întrefier ecuații rezolvabile analitic, în [6] se consideră însă viteza indusului constantă iar lățimea întrefierului circuitului magnetic echivalent constantă pe porțiuni. În lucrările [7, 8] ecuația diferențială unidimensională în spațiu a cîmpului electromagnetic se rezolvă cu metoda diferențelor finite, prin utilizarea unor scheme complet implicite de calcul și a metodei eliminării a lui Gauss.

În această lucrare se studiază numeric, bidimensional în spațiu, utilizînd metoda diferențelor finite, regimul tranzitoriu al motorului asincron liniar cu inductor scurt, luîndu-se în considerare atît efectele de capăt transversale și longitudinale, cît și cîmpul magnetic din oțelul inductorului. Scopul lucrării este stabilirea unor ecuații și etape de calcul relativ simple, care să permită determinarea numerică a regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar cu o precizie suficientă pentru aplicațiile industriale. Etapele de calcul prezentate se pot utiliza și pentru studiul regimurilor tranzitorii ale acelor tipuri de mașini de inducție (asincrone) speciale, la care se poate considera că toate fluxurile magnetice secundare se închid prin circuitul magnetic al inductorului (mașini asincrone cu rotor disc sau în formă de pahar, pompe MHD plane, electromagneți pentru suspensia și ghidarea vehiculelor de mare viteză etc).

1. Ipotezele de calcul și expresiile păturii de curent statorice

Inductorul scurt se consideră bilateral și fix (stator), iar circuitul său magnetic se înlocuiește cu un circuit magnetic echivalent cu întrefier de lățime $\delta(x, z)$, în general variabilă (fig. 2), în interiorul căruia liniile de cîmp magnetic sînt rectilinii, orientate în lungul direcției perpendiculare pe suprafața indusului, iar mărimile cîmpului electromagnetic nu depind de coor-

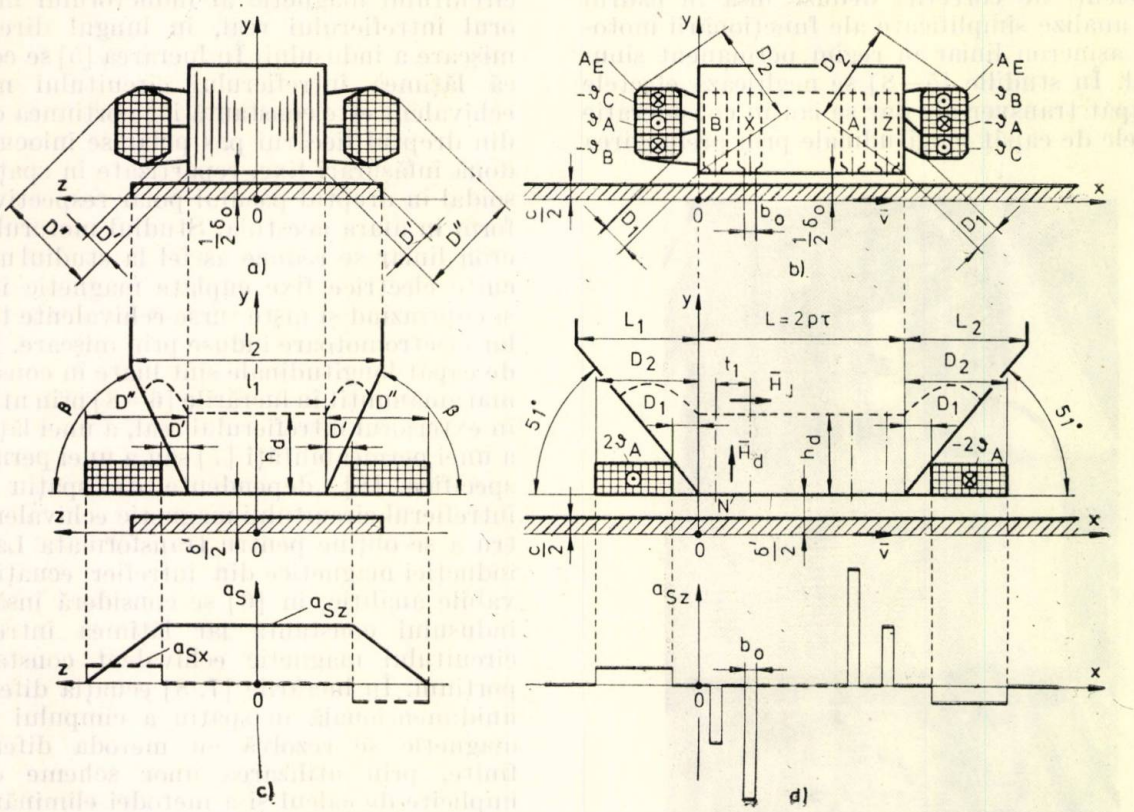


Fig. 2 a și b. Armătura superioară a unui stator bilateral scurt A_E — laturile exterioare ale bobinelor marginale; *c* și *d*. Circuitul magnetic echivalent și repartițiile păturii de curent statorice.

donata în lungul acestei direcții. În dreptul întrefierului real, lățimea întrefierului circuitului magnetic echivalent se consideră constantă (fig. 2c și d) și egală cu :

$$\delta = \delta' = k_C \delta_0, \tag{1}$$

în care δ_0 este lățimea reală a întrefierului (fig. 2a și b), iar k_C este coeficientul lui Carter. În exteriorul întrefierului real lățimea întrefierului circuitul magnetic echivalent se consideră că crește cu distanța pînă la marginea statorului (fig. 2c și d), unghiul de înclinare al fețelor longitudinale ale circuitului magnetic echivalent fiind egal cu 51° (fig. 2d) [9—12] :

$$\delta(x) = \delta' + 2d_x \operatorname{tg} 51°, \; d_x = \begin{cases} -x \text{ pentru } x<0, \\ x - L \text{ pentru } x>L, \end{cases} \tag{2}$$

în care L este lungimea statorului. Acest unghi s-a obținut în [9] aproximînd curba întrefierului teoretic A din figura 3, determinată în absența indusului cu metoda reprezentării conforme pentru o armătură de înălțime H_g infinită, cu o dreaptă Δ înclinată la 51°. În cadrul unor calcule mai precise se pot utiliza aproximări prin segmente de dreaptă ale curbei întrefierului teoretic determinată cu metoda reprezentării conforme pentru H_g/δ_g finit (fig. 3) [14]. Datorită deschiderilor crestăturilor spre fețele frontale ale statorului, fețele frontale, fără crestă-

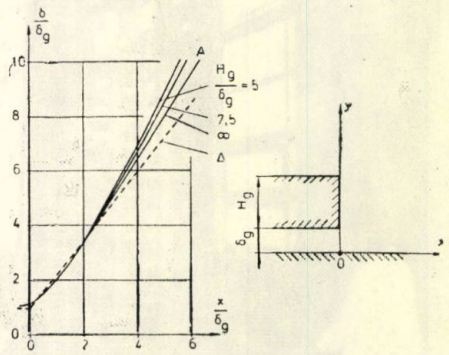


Fig. 3. Curbele întrefierurilor teoretice determinate cu metoda reprezentării conforme.

turi, ale circuitului magnetic echivalent sînt înclinate cu un unghi β mai mare decît 51° (fig. 2 c) [13, 14] :

$$\delta(z) = \delta' + (2|z| - 1_1) \operatorname{tg} \beta, \text{pentru } |z| > \frac{1}{2} l_1 . \tag{3}$$

Unghiul β se poate determina din condiția de egalitate a fluxurilor magnetice frontale, calculate pe lungimea t_1 a unui pas dentar pentru circuitul magnetic real al statorului și pentru circuitul magnetic echivalent, utilizînd în cazul circuitului magnetic real metoda aproximării formei liniilor de cîmp magnetic prin curbe simple; practic: $\beta \approx 60°$ pentru $b_d/t_1 = 0{,}65 \ldots 0{,}75$ b_d fiind lățimea unui dinte statoric. În dreptul colțurilor statorului se utilizează pentru δ următoarea expresie, cu care s-au obținut în regim staționar valori pentru intensitatea cîmpului magnetic în bună concordanță cu cele determinate prin măsurări de cîmp:

$$\delta(x, z) = \delta(x) + \delta(z), \qquad (4)$$

în care $\delta(x)$ și $\delta(z)$ se calculează cu expresiile (2) și (3).

La calculul solicitărilor magnetice în diferitele porțiuni ale statorului se aproximează că fluxurile magnetice sînt uniform repartizate pe secțiunile transversale ale dinților și jugurilor statorului; se neglijează pierderile de putere din circuitul magnetic al statorului. În armăturile circuitului magnetic echivalent se consideră că pînă la o adîncime $h_d(x, z)$ intensitatea cîmpului magnetic $\bar{H}_d(x, t)$ este orientată în lungul axei Oy. În dreptul întrefierului real, adîncimea h_d este egală cu lungimea dinților statorului (fig. 2c și d), iar intensitatea $\bar{H}_d$ este, între planele mediane ale crestăturilor vecine, egală cu intensitatea cîmpului magnetic din dintele dintre aceste crestături, respectiv în dreptul dinților marginali este egală cu intensitatea cîmpului magnetic din acești dinți. În exteriorul întrefierului real, adîncimea h_d scade cu distanța pînă la marginea statorului (proporțional cu pătratul ei sau după altă lege de variație) și este egală cu zero la distanțe mai mari decît lungimea dinților statorului (fig. 2c și d) iar intensitatea $\bar{H}_d$ este egală cu intensitatea cîmpului magnetic din dintele alăturat. În afara porțiunilor de adîncime h_d se consideră în domeniul $0 \leqslant x \leqslant L$, al "jugurilor" circuitului magnetic echivalent, că intensitatea cîmpului magnetic $\bar{H}_J(x, t)$ este orientată în lungul axei Ox, fiind egală cu intensitatea cîmpului magnetic din jugurile corespunzătoare ale statorului, iar în domeniile $x < 0$ și $x > L$ se consideră că intensitatea cîmpului magnetic este: $\bar{H}_J = 0$.

În dreptul întrefierului real se folosesc pentru înfășurarea statorului descompunerile în serie Fourier ale păturilor de curent ale celor trei faze, determinate cu formulele cunoscute din teoria mașinilor asincrone rotative. În exteriorul întrefierului real, expresiile păturii de curent statorice se obțin utilizînd legea conservării sarcinii electrice și înlocuind părțile exterioare ale înfășurării statorului cu niște curenți echivalenți repartizați uniform în interiorul unor intervale (fig. 2c și d) ale căror margini sînt situate la niște distanțe (D', D'', D_1, D_2) egale cu distanțele față de marginile statorului între care sînt situate părțile exterioare ale înfășurării statorice (fig. 2, a și b) [13, 14]. Circuitul magnetic echivalent se prelungește în lungul direcției longitudinale pînă la niște distanțe L_1 și L_2 (fig. 2d) la care cîmpul magnetic este (și în prezența indusului) neglijabil. Lățimea circuitului magnetic echivalent se consideră egală cu lățimea indusului l_2 (fig. 2, c).

În continuare se consideră statorul de lungime egală cu un număr par $2p$ de pași polari, lățimea dinților marginali fiind egală cu jumătate din lățimea dinților centrali. Pe stator se consideră că este prevăzută o înfășurare trifazată în dublu strat cu polii marginali complet bobinați, cu număr întreg q de crestături pe pol și fază, compusă din bobine cu pas diametral, cu excepția bobinelor marginale care au doar una din laturile lor conținută în crestături (fig. 2, b). Conexiunea înfășurării se presupune în stea fără fir neutru, bobinele aparținînd aceleiași faze de pe o armătură a statorului fiind înseriate între ele, pentru a se evita solicitarea lor termică diferită [12]. Cirucitul magnetic al statorului fiind simetric în raport cu planul xOy (fig. 2), în figura 4 s-a reprezentat numai o jumătate $ABCD$ din proiecția în planul xOz a circuitului magnetic echivalent. Notînd intensitățile curenților din cele trei faze cu i_A, i_B și i_C, atunci componentele păturii de curent statorice a_S au în domeniul I din întrefierul circuitului magnetic echivalent (fig. 4) expresiile [13, 14, 15]:

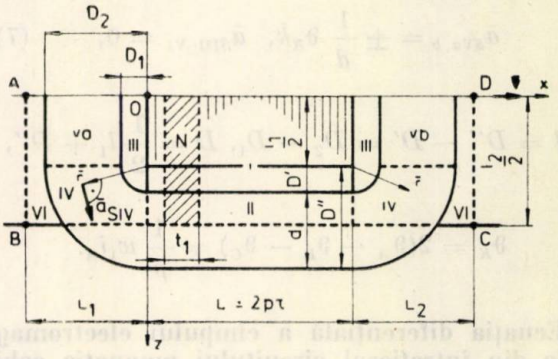


Fig. 4. Domeniile din întrefierul circuitului magnetic echivalent.

$$a_{SxI} = 0, \; a_{SzI} =$$

$$= \alpha k_a \sum_{\substack{v=6l+1 \\ l=0, \pm 1, \pm 2, \ldots}} k_{wv}(-i_A \sin v\alpha x + i_D \cos v\alpha x), \qquad (5)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}, \quad k_a = \frac{3w_1}{\pi p}, \quad w_1 = \frac{2pqn_c}{a_1 n_1},$$

$$i_D = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}},$$

în care: τ este lungimea pasului polar; n_c este numărul de conductoare dintr-o crestătură; a_1 este numărul căilor de curent pe fază [14]; n_1 este numărul de conductoare legate în paralel pe o cale de curent, iar:

$$k_{wv} = \frac{\sin v\frac{\pi}{6}}{q \sin v\frac{\pi}{6q}} \sin v\frac{\pi}{2} \frac{\sin v\frac{b_0}{\tau}\frac{\pi}{2}}{v\frac{b_0}{\tau}\frac{\pi}{2}}, \tag{6}$$

b_0 fiind lățimea istmului crestăturii statorului; în continuare se consideră că $b_0/\tau \to 0$. În celelalte domenii expresiile păturii de curent statorice se obțin cu ajutorul relațiilor (5), utilizînd fie condiția de continuitate în dreptul frontierelor a componentei normale a păturii de curent statorice, fie ecuația diferențială a continuității curentului: $\operatorname{div} \bar{a}_S = 0$. Observînd că, practic (fig. 2a și b): $D' \approx D_1$ și $D'' \approx D_2$, se obțin expresiile (fig. 2 și fig. 4) [13, 14]:

$$a_{Sz\,II} = \frac{1}{d} k_a \sum_{\substack{v=6l+1 \\ l=0,\pm1,\pm2,\ldots}} \frac{k_{wv}}{v} (i_A \cos v\alpha x + i_D \sin v\alpha x),$$

$$\bar{a}_{Sz\,II} = \frac{D-z}{d} a_{Sz\,I}, \quad a_{S\,IV} = \frac{1}{rd} \vartheta_K (\bar{j} \times \bar{r}),$$

$$\bar{a}_{S\,V\,a,b} = \pm \frac{1}{d} \vartheta_K \bar{k}, \quad \bar{a}_{S\,III,\,VI} = 0, \tag{7}$$

$$d = D'' - D' = D_2 - D_1, \; D = \frac{1}{2} l_1 + D'',$$

$$\vartheta_K = 2(\vartheta_A - \vartheta_B - \vartheta_C) = \frac{1}{p} w_1 i_A.$$

2. Ecuația diferențială a cîmpului electromagnetic din întrefierul circuitului magnetic echivalent

Se notează vectorii inducției magnetice și densității de curent din porțiunea $ABCD$ a indusului (fig. 5) cu:

$$\bar{B} = \bar{j}B(x, z, t), \; \bar{J} = \bar{i}J_x(x, z, t) + \bar{k}J_z(x, z, t), \tag{8}$$

iar grosimea, rezistivitatea electrică și viteza indusului cu c, ρ și $\bar{v} = \bar{i}v$. Aplicînd teorema lui Ampère pentru două curbe închise Γ și Γ' paralele cu planele zOy respectiv xOy și simetrice în raport cu planul xOz (fig. 5) și notînd:

$$V = B\delta, \; V_d = \mu_0 2 H_d h_a, \; V_S = \mu_0 \int_{-L_1}^{x} a_{Sz}(\xi, z, t)\, d\xi = V_{SA} i_A + V_{SD} i_D, \tag{9}$$

se obțin ecuațiile:

$$\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{\partial V}{\partial z} + \frac{\partial V_d}{\partial z}\right) = -a_{Sx} - cJ_x = \frac{1}{\mu_0}\frac{\partial V_S}{\partial z} - cJ_x,$$

$$\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{\partial V}{\partial x} + \frac{\partial V_d}{\partial x}\right) - 2H_J = a_{Sz} + cJ_z = \frac{1}{\mu_0}\frac{\partial V_S}{\partial x} + cJ_z. \tag{10 a, b}$$

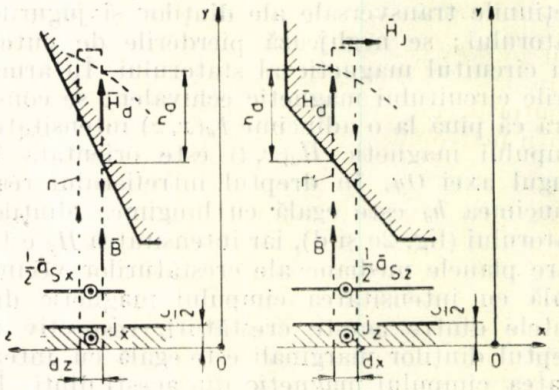


Fig. 5. Porțiuni din armătura superioară și din întrefierul circuitului magnetic echivalent și părțile superioare planului xOz ale curbelor Γ și Γ'.

Prin utilizarea formelor locale ale legilor conducției electrice și inducției electromagnetice:

$$\bar{E} = \rho \bar{J}, \; \operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} + \operatorname{rot}(\bar{v} x \bar{B}) \tag{11}$$

și alegerea la studiul cîmpului electromagnetic drept necunoscută a funcției $V(x, z, t)$ se obține următoarea ecuație diferențială cu derivate parțiale de tip parabolic:

$$\frac{\partial V}{\partial t} = \frac{\delta}{\mu_0 c}\left\{\frac{\partial}{\partial x}\left[\rho \frac{\partial}{\partial x}(V + V_d - V_S)\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[\rho \frac{\partial}{\partial z}(V + V_d - V_S)\right]\right\} - \frac{2\delta}{c}\frac{\partial}{\partial x}(\rho H_J) - v\delta \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{V}{\delta}\right). \tag{12}$$

În cazul tipului de stator studiat în lucrare se obţin pentru funcţia V_S, cu ajutorul relaţiilor (9), (5) şi (7), următoarele expresii (fig. 4) [14]:

$$V_{SI} = \mu_0 k_a \sum_{\substack{v=6l+1 \\ l=0,\ \pm1,\ \pm2,\ldots}} \frac{k_{wv}}{v} (i_A \cos v\alpha x + i_D \sin v\alpha x),$$

$$V_{SII} = \frac{D-z}{d} V_{SI}, \quad V_{SIII} = \mu_0 \vartheta_K,$$

$$V_{SIV} = \frac{D_2 - r}{d} \mu_0 \vartheta_K, \quad V_{SV} = \frac{D_2 - d_x}{d} \mu_0 \vartheta_K, \tag{13}$$

$$V_{SVI} = 0.$$

Întrucît în dreptul marginilor circuitului magnetic echivalent (fig. 4), componenta normală a densităţii de curent din indus fie că se poate neglija: $J_x \approx 0$ şi AB şi CD, fie că este egală cu zero: $J_z = 0$ pe BC, iar pe AD: $a_{Sx} = 0$ şi din motive de simetrie: $J_x = 0$, rezultă cu ajutorul teoremei lui Ampère, următoarele condiţii pe frontieră (fig. 4) [13, 14]:

$$(V)_{AB} = C(t), \ (V)_{BC} = C(t) + V_S\left(x, \frac{1}{2} l_2, t\right) + 2\mu_0 \int_{-L_1}^{x} H_J(\xi, t)\, d\xi, \ (V)_{CD} = (V)_C, \left(\frac{\partial V}{\partial z}\right)_{AD} = 0. \tag{14}$$

Mărimea $C(t)$ se determină din condiţia ca fluxul magnetic prin suprafaţa $ABCD$ a circuitului magnetic echivalent să fie egal cu zero [10, 11, 13, 14]:

$$\iint_{ABCD} \frac{V(x, z, t)}{\delta(x, z)} dx dz = 0. \tag{15}$$

3. Determinarea numerică a soluţiei ecuaţiei diferenţiale

Funcţia V se poate determina numeric cu metoda diferenţelor finite, aplicată pentru o reţea pătratică cu pasul h considerată în dreptul domeniului $ABCD$ şi fixă în raport cu statorul (fig. 6) şi pentru intervale de timp Δt. La utilizarea unei formule explicite de discretizare se obţin cu criteriul de stabilitate al lui von Neumann [16] paşi de timp maxim admisibili în general prea mici, invers proporţionali cu lăţimea maximă a întrefierului circuitului magnetic echivalent. Utilizînd la aproximarea ecuaţiei (12) metoda implicită a direcţiei alternante [16], considerînd rezistivitatea ρ

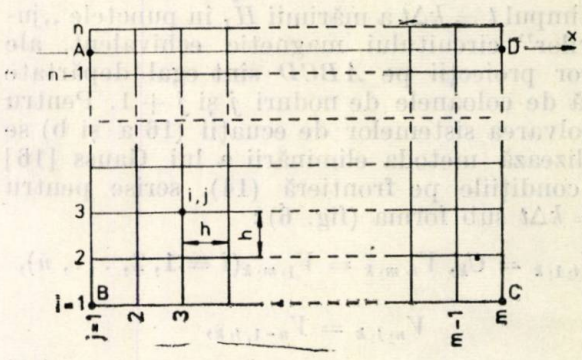


Fig. 6. Reţeaua pătratică trasată în porţiunea $ABCD$.

constantă şi notînd cu $V_{i,j,k}$ valoarea funcţiei V în nodul i, j (fig. 6) la timpul $t = k\Delta t$ se obţin ecuaţiile:

$$-W_{i-1,j} + (A_{i,j} + 2)W_{i,j} - W_{i+1,j} = (1 + b_{i,j-1,k})V_{i,j-1,k} + (A_{i,j} - 2)V_{i,j,k} + (1 - b_{i,j+1,k})V_{i,j+1,k} - T_{i,j,k} - T_{i,j,k+1}$$

$$(i = 2, 3, \ldots, n-1), \tag{16a}$$

$$-(1 + b_{i,j-1,k+1})V_{i,j-1,k+1} + (A_{i,j} + 2)V_{i,j,k+1} - (1 - b_{i,j+1,k+1})V_{i,j+1,k+1} = W_{i-1,j} + (A_{i,j} - 2)W_{i,j} + W_{i+1,j} - T_{i,j,k} - T_{i,j,k+1},$$

$$(j = 2, 3, \ldots, m-1), \tag{16b}$$

în care $W_{i,j}$ sînt nişte valori intermediare, determinate prin rezolvarea celor $m-2$ sisteme independente de ecuaţii algebrice liniare de forma (16a) şi folosite la calculul valorilor $V_{i,j,k+1}$ prin rezolvarea celor $n-2$ sisteme independente de ecuaţii algebrice liniare de forma (16b) [16], iar:

$$A_{i,j} = \frac{2\mu_0 ch^2}{\rho\delta_{i,j}\Delta t}, \quad b_{i,j,k} = \frac{\mu_0 ch v_k}{2\rho\delta_{i,j}},$$

$$P_{i,j,k} = V_{SAi,j} i_{Ak} + V_{SDi,j} i_{Dk} - V_{di,j,k},$$

$$T_{i,j,k} = \frac{1}{2}(P_{i,j-1,k} + P_{i-1,j,k} + P_{i,j+1,k} + P_{i+1,j,k} - 4P_{i,j,k}) + \mu_0 h(H_{Jj+\frac{1}{2},k} - H_{Jj-\frac{1}{2},k}), \tag{17}$$

unde $V_{SAi,j}$ și $V_{SDi,j}$ se calculează cu ajutorul relațiilor (9) și (13), iar $H_{Jj+\frac{1}{2},k}$ este valoarea la timpul $t = k\Delta t$ a mărimii H_J în punctele „jugurilor" circuitului magnetic echivalent, ale căror proiecții pe $ABCD$ sînt egal depărtate față de coloanele de noduri j și $j+1$. Pentru rezolvarea sistemelor de ecuații (16 a și b) se utilizează metoda eliminării a lui Gauss [16] și condițiile pe frontieră (14), scrise pentru $t = k\Delta t$ sub forma (fig. 6):

$$V_{i,1,k} = C_k,\ V_{i,m,k} = V_{1,m,k} (i = 1, 2, \ldots, n),$$

$$V_{n,j,k} = V_{n-1,j,k}, \tag{18}$$

$$V_{1,j,k} = C_k + V_{SA1,j} i_{Ak} + V_{SD1,j} i_{Dk} + 2\mu_0 h \sum_{l=1}^{j-1} H_{Jl+\frac{1}{2},k},$$

$$(j = 2, 3, \ldots, m).$$

Pentru valorile intermediare $W_{i,j}$ se utilizează următoarele condiții pe frontieră obținute cu ajutorul relațiilor (16 a, b) și (14) (fig. 6) [16]:

$$W_{1,j} = \frac{1}{2}(V_{1,j,k} + V_{1,j,k+1} + R_{j,k} - R_{j,k+1}),$$

$$W_{n,j} = W_{n-1,j},\ (j = 2, 3, \ldots, m-1), \tag{19}$$

$$R_{j,k} = \frac{1}{A_{1,j}} [(1 + b_{1,j-1,k}) V_{1,j-1,k} - 2V_{1,j,k} + (1 - b_{1,j+1,k}) V_{1,j+1,k}].$$

Cunoscînd valorile mărimilor la timpul $t = k\Delta t$, valorile mărimilor la $t = (k+1)\Delta t$ se determină iterativ. Un număr mic de cicluri de iterare se obține considerînd la rezolvarea ecuațiilor (16a și b) valorile la $t = (k+1)\Delta t$ ale mărimilor v, V_d și H_J cunoscute și determinînd cu metoda eliminării a lui Gauss valorile $W_{i,j}$ și $V_{i,j,k+1}$ sub forma:

$$W_{i,j} = W_{Oi,j} + W_{Ai,j} i_{Ak+1} + W_{Di,j} i_{Dk+1} + W_{Ei,j} C_{k+1},$$

$$V_{i,j,k+1} = V_{Oi,j,k+1} + V_{Ai,j,k+1} i_{Ak+1} + V_{Di,j,k+1} i_{Dk+1} + V_{Ei,j,k+1} C_{k+1}, \tag{20}$$

în care valorile $W_{Oi,j}$ și $V_{Oi,j,k+1}$ se calculează cu valorile mărimilor la $t = k\Delta t$ și cu valorile la $t = (k+1)\Delta t$ ale mărimilor V_d și H_J, iar valorile coeficienților $W_{Mi,j}$ și $V_{Mi,j,k+1}$ cu $M = A, D, E$ se calculează numai cu coeficienții mărimilor: i_{Ak+1} pentru $M = A$, i_{Dk+1} pentru $M = D$ și C_{k+1} pentru $M = E$.

Cu ajutorul valorilor $V_{Mi,j,k+1} (M = O, A, D, E)$ și a condiției (15) se determină C_{k+1} sub forma:

$$C_{k+1} = C_{Ok+1} + C_{Ak+1} i_{Ak+1} + C_{Dk+1} i_{Dk+1}, \tag{21}$$

$$C_{Mk+1} = -\frac{\Phi_{Mk+1}}{\Phi_{Ek+1}},\ (M = A, D, E)\ \Phi_{Mk+1} = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{m} \frac{V_{Mi,j,k+1}}{k_\delta\, \delta_{i,j}},\ (M = O, A, D, E),$$

în care $k_\delta = 1$ pentru nodurile interioare și $k_\delta = 2$ pentru nodurile situate pe AB, BC și CD (fig. 6), cu excepția nodurilor 1, 1 și 1, m pentru care $k_\delta = 4$. Rezultă pentru valorile inducției magnetice în nodurile rețelei la timpul $t = (k+1)\Delta t$:

$$B_{i,j,k+1} = B_{Oi,j,k+1} + B_{Ai,j,k+1} i_{Ak+1} + B_{Di,j,k+1} i_{Dk+1},$$

$$B_{Mi,j,k+1} = \frac{1}{\delta_{i,j}} (V_{Mi,j,k+1} + V_{Ei,j,k+1} C_{Mi,j,k+1}), \tag{22}$$

$$(M = O, A, D).$$

4. Determinarea curenților statorici, a forței și vitezei

Notînd rezistența și inductanța de scăpări la părțile frontale ale unei faze a înfășurării statorului cu R_1 și $L_{\sigma f}$, iar inductanța datorată fluxurilor magnetice de scăpări ale laturilor exterioare ale bobinelor marginale (fig. 2) cu L_{os} [13], [14], atunci ecuația de tensiuni a unei faze M este:

$$u_M = R_1 i_M + \frac{d\psi_{\sigma cM}}{dt} + L_{\sigma f} \frac{di_M}{dt} + \frac{d\psi_M}{dt} - (-1)^e L_{os} \frac{di_A}{dt},\ (M = A, B, C), \tag{23}$$

în care $\psi_{\sigma cM}$ este suma fluxurilor magnetice de scăpări în crestături și la capetele dinților care înlănțuie faza M a înfășurării, ψ_M este dublul fluxului inducțiilor magnetice din domeniul $ABCD$ (fig. 6) care înlănțuie faza M, iar $e = 1$ pentru $M = A$ și $e = 2$ pentru $M = B, C$. Calculînd cu ecuațiile (23) următoarele expresii dependente de tensiunile de linie (cunoscute) [14]: $\frac{1}{3}(2u_A - u_B - u_C)$ și $\frac{1}{\sqrt{3}}(u_B - u_C)$, atunci

prin aproximarea cu diferențe finite a ecuațiilor astfel determinate se obține

$$\frac{1}{2}R_1(i_{Ak+1}+i_{Ak})\Delta t + L_{\sigma e}(i_{Ak+1}-i_{Ak}) + \\ + \psi_{1k+1}-\psi_{1k} = \frac{1}{3}(u_{ABk+\frac{1}{2}}-u_{CAk+\frac{1}{2}})\Delta t,$$

$$\frac{1}{2}R_1(i_{Dk+1}+i_{Dk})\Delta t + L_{\sigma f}(i_{Dk+1}-i_{Dk}) + \\ + \psi_{2k+1}-\psi_{2k} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_{BCk+\frac{1}{2}}\Delta t, \qquad (24a, b)$$

în care s-a utilizat indicele $k+\frac{1}{2}$ pentru valorile mărimilor la $t=\left(k+\frac{1}{2}\right)\Delta t$ iar:

$$\psi_{1k}=\frac{1}{3}(2\psi_{Ak}-\psi_{Bk}-\psi_{Ck}),$$

$$\psi_{2k}=\frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_{Bk}-\psi_{Ck}),\quad \psi_{Mk}=\psi_{\sigma cMk}+\psi_{Mk},$$

$$(M=A,B,C),\quad L_{\sigma e}=L_{\sigma f}+\frac{4}{3}L_{os}. \qquad (25)$$

La determinarea valorilor $\psi_{Mk+1}(M=A,B,C)$ se calculează întîi cu expresiile (22) următoarele valori ale fluxurilor magnetice ψ_{Nk+1}, corespunzătoare perechilor N de dinți așezați față în față ai statorului bilateral ($N=1,2,\ldots,Z$, în care $Z=6pq+1$ reprezintă numărul dinților unei armături statorice):

a) φ_{1k+1} din porțiunea $1:-L_1\leqslant x\leqslant\frac{1}{2}t_1$; t_1 este lungimea pasului dentar;

b) φ_{Nk+1} din porțiunea $N:\left(N-\frac{3}{2}\right)t_1\leqslant x\leqslant\left(N-\frac{1}{2}\right)t_1$ (fig. 4), $N=2,3,\ldots,(Z-1)$;

c) φ_{Zk+1} din porțiunea $Z: L-\frac{1}{2}t_1\leqslant x\leqslant L+L_2$. Fiind considerate uniform repartizate în afara întrefierului real, spirele bobinelor statorului sînt străbătute de fluxuri fasciculare diferite, deci la calculul fluxurilor φ_{Nk+1} se înmulțesc valorile (22) din diferitele domenii K, în afară de h^2, și cu un coeficient w_{SK} (fig. 4) [13, 14]:

$$\varphi_{Nk+1}=2\sum_{i,j\in N}\sum w_{SK}B_{ij,k+1}h^2,\ (N=1,2,\ldots Z),$$

$$w_{SI}=w_{SIII}=1,\ w_{SII}=\frac{D-z}{k_\delta d},\ w_{SIV}=\frac{D_2-r}{k_\delta d};$$

$$w_{SV}=\frac{D_2-d_x}{k_\delta d},\quad w_{SVI}=0. \qquad (26)$$

Fluxul magnetic fascicular dintr-o spiră W_M a bobinei s_M aparținînd fazei M se obține însumînd valorile φ_{Nk+1} corespunzătoare perechilor N de dinți din interiorul spirei, luate cu semnul plus dacă fluxul magnetic propriu al bobinei s_M, considerată ca fiind parcursă de $i_M>0$, este orientat în interiorul ei în sensul pozitiv al axei Oy, sau cu minus în caz contrar [13, 14]. Prin adunarea fluxurilor magnetice ale bobinelor s_M de pe o armătură a statorului se obține:

$$\psi_{Mk+1}=2\sum_{s_M}\left(\frac{n_c}{2a_1n_1}\sum_{N\in W_M}\varphi_{Nk+1}\right),$$

$$(M=A,B,C). \qquad (27)$$

Ca și valorile inducției magnetice (22), valorile ψ_{Mk+1} rezultă sub forma:

$$\psi_{Mk+1}=\psi_{MOk+1}+\psi_{MAk+1}i_{Ak+1}+\psi_{MDk+1}i_{Dk+1}. \qquad (28)$$

Înlocuind expresiile (28) în relațiile (25) și (24) și considerînd valorile fluxurilor magnetice de scăpări $\psi_{\sigma cMk+1}(M=A,B,C)$ cunoscute, se obțin două ecuații algebrice liniare cu necunoscutele i_{Ak+1} și i_{Dk+1}. Cu valorile curenților determinate prin rezolvarea ecuațiilor se calculează, utilizînd relațiile (22, (21), (20) și (13), valorile numerice: $B_{i,j,k+1}$, C_{k+1}, $V_{i,j,k+1}$ și $V_{si,j,k+1}$. Prin aproximarea expresiei forței electromagnetice exercitată asupra indusului (fig. 4):

$$F=-2c\iint_{ABCD}J_z\,B\,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}z \qquad (29)$$

și utilizarea relației (10b) se obține pentru forța la $t=k\Delta t$ [17]:

$$F_k=\frac{h}{\mu_0}\sum_{i=2}^{n-1}\left\{\sum_{j=2}^{m-1}[Q_{i,j-1,k}-Q_{i,j+1,k}+ \\ +2\mu_0h(H_{jj-\frac{1}{2},k}+H_{Jj+\frac{1}{2},k})]B_{i,j,k}+ \\ +\frac{1}{2}(3Q_{i,1,k}-4Q_{i,2,k}+Q_{i.3,k})B_{i.1,k}-\frac{1}{2}(Q_{i,m-2,k}- \\ -4Q_{i.m-1,k}+3Q_{i,m,k})B_{i,m,k}\right\}, \qquad (30)$$

în care $Q_{i,j,k} = V_{i,j,k} + V_{di,j,k} - V_{Si,j,k}$. Notînd masa părţilor în mişcare de translaţie acţionate de motor cu m_a, iar forţa rezistentă cu F_r, atunci prin aproximarea ecuaţiei mişcării cu metoda diferenţelor finite se obţine pentru valoarea vitezei la $t = (k + 1)\Delta t$:

$$v_{k+1} = v_k + \frac{\Delta t}{m_a}\left(\frac{1}{2}F_k + \frac{1}{2}F_{k+1} - F_{rk+\frac{1}{2}}\right). \tag{31}$$

5. Determinarea intensităţilor cîmpului magnetic în armăturile statorului

Utilizînd valorile curenţilor şi ale inducţiilor magnetice din întrefier se poate efectua un calcul simplificat al repartiţiei cîmpului magnetic în stator, de exemplu determinînd intensitatea cîmpului magnetic numai în trei puncte ale fiecărui dinte. Aplicînd teorema lui Ampère unor curbe Γ_2 şi Γ_1 închise prin crestături (fig. 7) se calculează întîi valorile intensităţii cîmpului

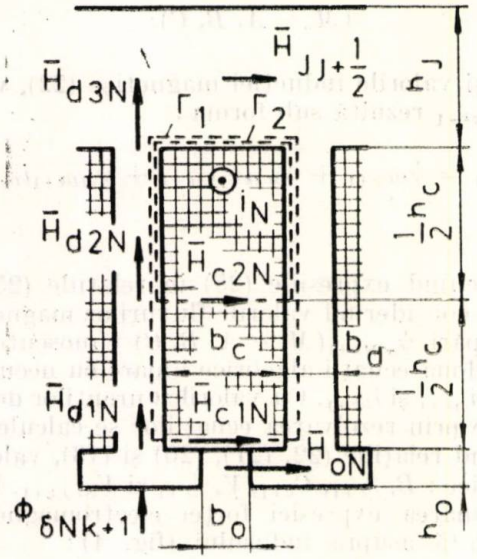


Fig. 7. Intensităţile cîmpului magnetic în circuitul magnetic al statorului.

magnetic în crestături; pentru o crestătură centrală N se obţine [17] (se va considera $t_1 = 2h$, iar pentru mărimile cîmpului magnetic din stator nu se va mai scrie indicele $k + 1$) :

$$H_{c2N} = \frac{h_c}{2b_c}(H^*_{dN} - H^*_{dN+1}) + H_{Jj+\frac{1}{2}} + \frac{n_c}{2b_c}i_N,$$

$$H^*_{dN} = \frac{1}{12}(5H_{d3N} + 8H_{d2N} - H_{d1N}),$$

$$H_{c1N} = \frac{h_c}{b_c}(H_{dN} - H_{dN+1}) + H_{Jj+\frac{1}{2}} + \frac{n_c}{b_c}i_N,$$

$$H_{dN} = \frac{1}{6}(H_{d1N} + 4H_{d2N} + H_{d3N}),$$

$$H_{0N} = \frac{1}{b_0}[b_c H_{c1N} - (b_c - b_0)H(B_{0N})],$$

$$B_{0N} = \frac{\mu_0}{k_{Fe}}H_{0N}, \tag{32}$$

în care : $i_N = i_{Mk+1}$ dacă în crestătura N aparţinînd fazei M sensul curentului, considerat $i_M > 0$, este orientat în sensul pozitiv al axei Oz şi $i_N = -i_{Mk+1}$ în caz contrar, k_{Fe} este factorul de umplere a pachetelor de tole statorice, iar $H(B)$ este intensitatea cîmpului magnetic corespunzătoare inducţiei magnetice B din curba de magnetizare $B(H)$ a tolelor. Utilizînd fluxurile magnetice $\Phi_{\delta Nk+1}$ calculate cu valorile inducţiilor magnetice $B_{i,j,k+1}$ din nodurile situate în întrefierul statorului în dreptul perechilor N de dinţi şi legea fluxului magnetic se obţine (fig. 7) [17] :

$$B'_{d1N} = \frac{1}{b_d k_{Fe} l_1}[\Phi_{\delta Nk+1} + \mu_0(H_{0N-1} - H_{0N})(h_0 + b_0\lambda_d)l_1],$$

$$B'_{d2N} = B'_{d1N} + \frac{\mu_0 h_c}{2b_d k_{Fe}}(H^*_{cN-1} - H^*_{cN}),$$

$$H^*_{cN} = \frac{1}{12}(5H_{c1N} + 8H_{c2N} - H_{Jj+\frac{1}{2}}),$$

$$B'_{d3N} = B'_{d1N} + \frac{\mu_0 h_c}{b_d k_{Fe}}(H_{cN-1} - H_{cN}), \tag{33}$$

$$H_{cN} = \frac{1}{6}(H_{c1N} + 4H_{c2N} + H_{Jj+\frac{1}{2}}),$$

$$B_{Jj+\frac{1}{2}} = B_{Jj-\frac{1}{2}} + \frac{b_d}{2h_J}B'_{d3N},\quad H_{d1N} = H[B'_{d1N}],$$

$$(l = 1, 2, 3)\ H_{Jj+\frac{1}{2}} = H(B_{Jj+\frac{1}{2}}),$$

în care λ_d este permeanţa geometrică de scăpări la capetele dinţilor, iar $H[B']$ este intensitatea cîmpului magnetic corespunzătoare inducţiei aparente în dinţi B'[15] din curba $B'(H) = B(H) + \mu_0[t_1/k_{Fe}b_d) - 1]H$.

Calculul intensităţilor cîmpului magnetic din stator pentru anumite valori $i_{Mk+1}(M = A, B, C)$ şi $\Phi_{\delta Nk+1}(N = 1, 2, \ldots Z)$ se face iterativ. Notînd valoarea unei mărimi calculată cu una din expresiile (32) şi (33) în decursul ciclului de ite-

rare ni cu f, iar valoarea acelei mărimi obținută în ciclul anterior cu f^{ni-1}, atunci calculele sînt continuate cu valoarea modificată :

$$f^{ni} = \omega_B f + (1 - \omega_B) f^{ni-1},$$

$$(f = H_{c1N},\ B_{0N},\ B'_{d1N},\ B_{Jj+\frac{1}{2}}), \qquad (34)$$

în care $\omega_B < 1$ este un factor de relaxare [16]. Calculul iterativ este întrerupt cînd modulele diferențelor valorilor a două repartiții succesive ale cîmpului magnetic în stator sînt inferioare unei valori maxim admise. În continuare se calculează (fig. 4) :

$$V_{di,jk+1} = 2\mu_0 h_{di,j} H_{dN},\ (i, j \in N),$$

$$\psi_{\sigma cMk+1} = 2\mu_0 n_c d_1 \sum_{N \in M} \left[\frac{1}{6} (H_{c1N} + 2H_{c2N}) h_c + \right.$$

$$\left. + H_{0N}(h_0 + b_0 \lambda_d) \right], \qquad (35)$$

în care la însumare termenii se iau cu semnul plus dacă $i_N = i_{Mk+1}$ și cu semnul minus dacă $i_N = i_{Mk+1}$.

Deoarece la rezolvarea ecuațiilor (16) și (24) sînt necesare valorile la $t = (k+1)\Delta t$ ale mărimilor : V_d, H_J, v și $\psi_{\sigma cM}$, întregul calcul al valorilor la $t = (k+1)\Delta t$ ale mărimilor : inducțiile magnetice din intrefier, curenții statorici, viteza indusului și inducțiile magnetice din stator se face de asemenea iterativ, fiind întrerupt atunci cînd modulele diferențelor valorilor a două cicluri de iterare succesive sînt inferioare unor erori maxim admise. Numărul ciclurilor de iterare se poate reduce prin introducerea și la calculul curenților a unui factor de relaxare ω și prin utilizarea la determinarea primei repartiții a cîmpului magnetic în stator a unor valori extrapolate [17] :

$$f_{k+1} = \sum_{\lambda=1}^{K} (-1)^{\lambda+1} \binom{K}{\lambda} f_{k+1-\lambda},$$

$$(f = i_A,\ i_D,\ \Phi_{\sigma N},\ v), \qquad (36)$$

în care $\binom{K}{\lambda}$ reprezintă coeficienții binominali. Factorii ω și ω_B sînt modificați în decursul studiului unui regim tranzitoriu, urmărindu-se minimizarea numerelor ciclurilor de iterare.

6. Verificări experimentale

Pentru verificarea experimentală a expresiilor și etapelor de calcul deduse s-a folosit un motor asincron liniar avînd un stator bilateral cu următoarele caracteristici [13, 14] : $p = 1$; $q = 2$; $\tau = 102$ mm ; $l_1 = 85$ mm. În întrefieru de lățime $\delta_0 = 10$ mm s-a introdus în poziție verticală un indus dintr-un aliaj pe bază de aluminiu cu : $\rho(30°C) = 5{,}27 \cdot 10^{-8}$ Ωm ; $c = 4$mm ; $l_2 = 161{,}5$ mm și lungime = 803 mm, iar înfășurarea statorului a fost alimentată de la rețea conform tabelului 1. În urma conectării înfășurării statorului la rețea indusul s-a ridicat, iar apoi, datorită contraconectării înfășurării, a coborît sub acțiunea forțelor gravitaționale și electromagnetice.

Tabelul 1

Succesiunea în timp a alimentărilor de la rețea ale fazelor înfășurării statorului

$0 \leqslant t \leqslant 0{,}04$ s	Alimentare trifazată cu : $u_{AB} = U_m \sin\left(\omega_1 t + \frac{\Pi}{2}\right)$; $u_{BC} = U_m \sin\left(\omega_1 t - \frac{\Pi}{6}\right)$; $U_m \approx 577{,}9$ V ; $\omega_1 = 100\ \Pi$ rad/s.
$0{,}04s < t < 0{,}05s$	Se deconectează faza C cînd $i_C = 0$ (la $t \approx 0{,}0425$ s). Apoi se întrerupe și alimentarea fazelor înseriate A și B cînd $i_A = 0$ (fig. 8).
$0{,}05s \leqslant t \leqslant 0{,}125\ s$	Alimentare trifazată cu fazele A și C inversate : $u_{AB} = U_m \sin\left(w_1 t + \frac{5\Pi}{6}\right)$; $u_{BC} = U_m \sin\left(w_1 t - \frac{\Pi}{2}\right)$.

Cu expresiile deduse în lucrare s-a alcătuit în limbaj FORTRAN un program de calcul rulat pe calculatorul FELIX C—256 ; o parte din mărimile determinate teoretic, pentru $L_1 = L_2 \approx \tau$ (fig. 2 d), $h = \frac{1}{2} t_1 = 8{,}5$ mm și $\Delta t = 1$ ms, și experimental, prin oscilografiere, sînt reprezentate în figura 8. În calcule s-au neglijat forțele de frecare care apar la ghidarea, cu ajutorul unor role, a indusului. Pentru calculul curentului $i_A = -i_B$ care apare după deconectarea fazei C (tabela 1 și fig. 8) s-a utilizat o ecuație de tensiuni care conține în membrul drept tensiunea u_{AB}, obținută prin scăderea din ecuația (24 a) a ecuației (24b) împărțită la $\sqrt{3}$. Pentru comparație, în figura 8 sînt reprezentate prin puncte cîteva valori maxime și minime ale curentului i_A, calculate considerînd permeabilitatea circuitului magnetic echivalent infinită și înlocuind δ' (fig. 2c și d) cu $\delta'' = k_s \delta'$, în care k_s este coeficientul de saturație determinat cu formulele cunoscute din teoria mașinii asincrone rotative pentru regimul permanent de funcționare în scurtcircuit.

La calculul unei repartiții a cîmpului magnetic s-a putut observa pentru valorile primului ciclu de iterare că datorită fluxurilor magnetice din crestături sînt solicitați magnetic mai mult

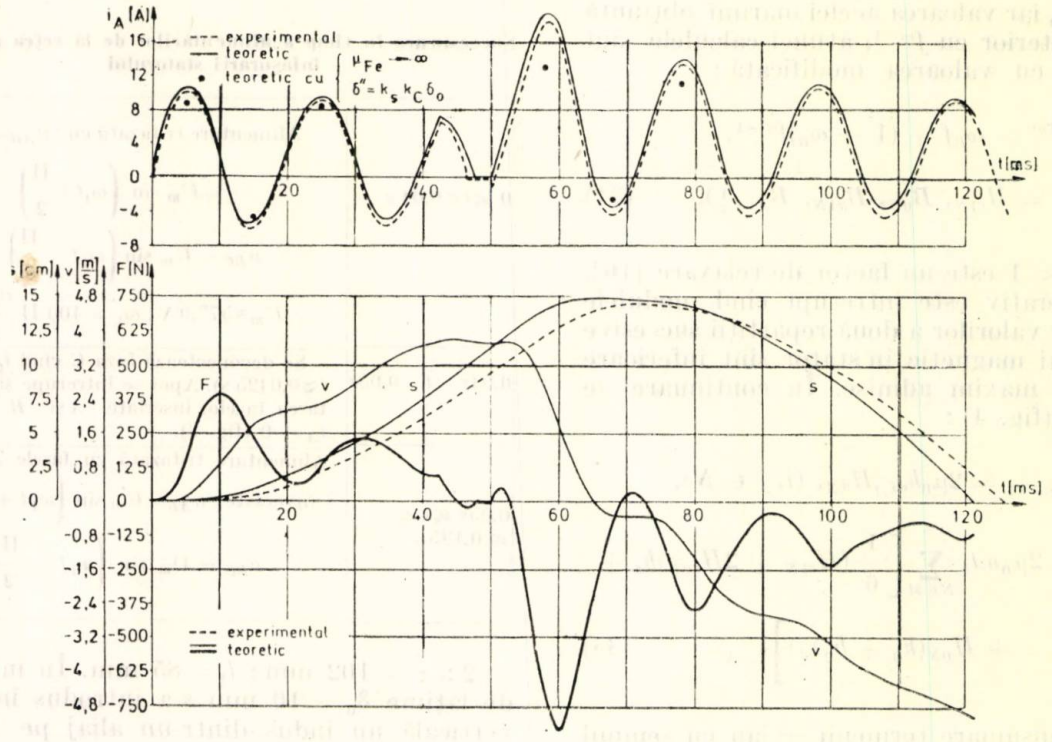


Fig. 8. Curbele curentului statoric din faza A, a forței electromagnetice, a vitezei și a spațiului s parcurs de indusul motorului asincron liniar utilizat la încercări.

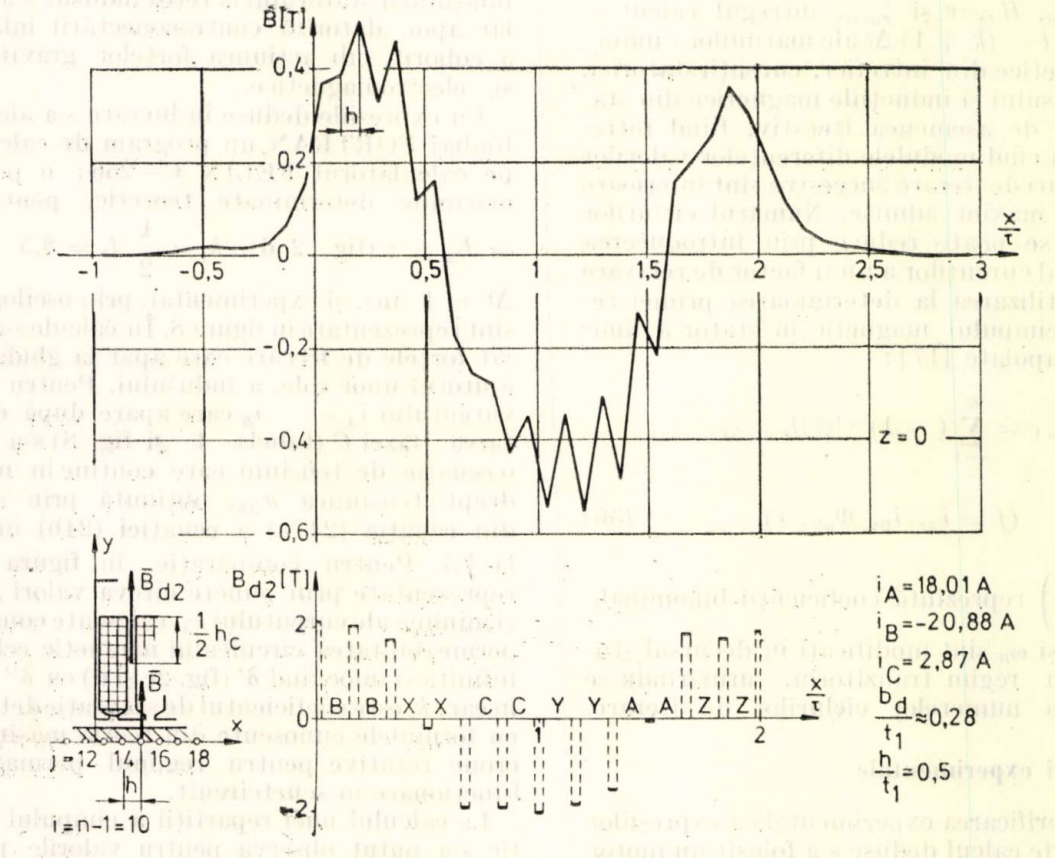


Fig. 9. Curbele de repartiție ale inducției magnetice: B — în axa longitudinală ($z = 0$) a indusului și B_{d2} — în dreptul mijlocului dinților statorului motorului utilizat la încercări, determinate pe calculator pentru $t = 60$ ms.

dinții dintre crestăturile alăturate aparținînd unor faze diferite și dinții marginali. Ca urmare a creșterii în acești dinți a tensiunilor magnetice (deci a modulelor valorilor funcției V_d), la o nouă rezolvare a ecuațiilor (16) se obțin în întrefier inducții magnetice mai mici în dreptul acestor dinți și mai mari în dreptul celorlalți. Rezultă, astfel, o solicitare magnetică mai uniformă a dinților, mai ales în cazul unor inducții magnetice relativ mari (fig. 9).

7. Concluzii

În lucrare se stabilesc expresiile și etapele de calcul pentru studiul cu metoda diferențelor finite al regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar, cu luarea în considerare atît a efectelor de capăt transversale și longitudinale, prin studiul bidimensional în spațiu al cîmpului electromagnetic în indus, cît și a saturației circuitului magnetic, prin efectuarea unui calcul simplificat al repartiției cîmpului magnetic în stator. Verificările experimentale efectuate pentru pornirea și reversarea unui motor asincron liniar au arătat o bună concordanță între rezultatele teoretice și experimentale.

Bibliografie

[1] *Peșteanu O., Țața, M.* Motor asincron liniar de tip cilindric utilizat la acționarea unui ciocan de forjat. E.E.A.— — Electrotehnica, 1979, 27, n. 8, 347—352.

[2] *Peșteanu O., Țața, M., Samoilă, C., Covrig, M., Roșca, B., Naumescu, V.* Procedeu și dispozitiv pentru realizarea produselor din materiale refractare. Brevet de invenție RSR nr. 77177, înregistrat la 15 noiembrie 1979.

[3] *Stölzel, D.* Vorausbestimmung des Strom-Zeitverhaltens von Drehstromwanderfeldlinearmotoren in Kurzstatorausführung im nichtstationären Betriebszustand. Elektrie, 1978, 32, H. 12, 653—655.

[4] *Livinț, Gh., Botez, C.* Studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone la modificarea tensiunii de alimentare prin modelare numerică. E.E.A.— Electrotehnica, **29**, nr. 2, 1981, 71—79.

[5] *Lipo, T. A., Nondahl, T. A.* Pole-by-pole $d-q$ model of a linear induction machine. IEEE Trans. on PAS, vol. **PAS 98** No. 2., 1979, p. 629—638.

[6] *Brämer, D.* Feld-und Kraftverteilung bei asynchronen Kurzstator-Linearmotoren im stationären und nichtstationären Betrieb. Dissertation, TU Braunschweig, 1979.

[7] *Kopilov, I.P., Vasilievskii, S. P., Beliaev, E. F.* Matematiceskaia modeli perehodnih proțessov v lineinih axinhronih dvigateliah. Elektrotehnika, 1977, 24—26.

[8] *Boldirev, G. L., Klepka, P. K.* Modelirovanie na ȚVM ciastotno-upravliaemovo elektroprivoda s lineinîm asinhronnîm dvigatelem. Elektromehanika, 6, 1979, 517—523.

[9] *Appun, P.* Über das Betriebsverhalten von Gleichfeld—MHD—Wandlern unter besonderer Berücksichtigung der Endverluste. Dissertation, TU Braunschweig, 1970.

[10] *Braess, H.* Über das Betriebsverhalten der Wanderfeldmaschine mit veränderlicher magnetischer Leitfähigkeit. Dissertation, TU Braunschweig, 1970.

[11] *Weh, H., Braess, H., Mosebach, H.* Die rechnerische Behandlung asynchroner linearer Wandler. Energy Conversion, Vol. **11**, Pergamon Press, 1971, 25—37.

[12] *Mosebach, H.* Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer-und Kurzläuferbauform. Dissertation, TU Braunschweig, 1972.

[13] *Peșteanu, O.* Contribuții la studiul efectelor de capăt la motorul asincron liniar. E.E.A. — Electrotehnica, **25**, nr. 2, 1977, 92—98.

[14] *Peșteanu, O.* Studiul parametrilor și performanțelor mașinilor electrice asincrone plane cu mișcare liniară utilizate pentru tracțiunea electrică. Teză de doctorat, Universitatea din Brașov, 1980.

[15] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, vol. **I**, **III**. București, Editura Academiei R.S.R., 1968.

[16] *Mitchell, A. R.* Computational methods in partial differential equations. John Wiley & Sons, London, New York, Sydney, Toronto, 1971.

[17] *Collatz, L.* The numerical treatment of differential equations. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1966.

CZ 621.3.012.8

PROGRAMATOR ELECTRONIC
CIRCUITE LOGICE
CUPLOARE OPTICE

Programator electronic pentru stația de încercări la capacitatea de comutație

VASILE TRUȘCĂ, MARIAN MIHAI, CODRUȚ STAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Buna funcționare a unei stații de încercări este determinată în principal de funcționarea corectă a programatorului, care realizează automatizat succesiunea comenzilor. Comenzile într-o stație de încercări se efectuează obligatoriu automatizat deoarece durata încercării este foarte scurtă (de regulă mai mică de 1 secundă), pentru a nu se afecta protecția sursei din care este alimentată stația de încercări.

Se va avea în vedere că programatorul trebuie să asigure în principal următoarele comenzi: pornirea oscilografelor, producerea scurtcircuitului prin comanda de închidere a contactoarelor sincrone, deschiderea aparatului de încercat, deschiderea aparatului de protecție, oprirea oscilografelor. La programarea comenzilor efectuate de programator trebuie să se țină seama de timpul propriu de acționare al fiecărui aparat comandat.

Programatorul face parte din echipamentul specific stațiilor de încercări și în decursul tim-

* Institutul politehnic — București.

pului construcția acestuia a suferit o evoluție continuă. Mai întîi s-au construit programatoare electromecanice [1], iar apoi programatoare electronice cu tuburi electronice. Odată cu dezvoltarea tehnicii semiconductoarelor și în special a dispozitivelor logice a devenit posibilă dezvoltarea a noi tipuri de programatoare. Dificultatea principală la folosirea tehnicii logice de tip TTL cu nivel redus, de 5V, (LOW LEVEL LOGIC) a apărut atunci cînd circuitele logice au fost aduse în vecinătatea curenților intenși de ordinul kA și zecilor de kA, unde apar impulsuri parazite capabile să producă comenzi false nedorite.

Apariția unor comenzi intempestive într-o stație de încercări pot produce accidente foarte grave și chiar distrugerea aparatelor de încercat.

În această situație a devenit necesară folosirea de circuite logice cu nivel mai înalt, de exemplu 24 V, (HIGH LEVEL LOGIC) [11], care rămîn instabile la apariția unor impulsuri parazite care, de regulă, au nivel mai scăzut.

1. Obiectul lucrării

Această lucrare a apărut din necesitatea de a se perfecționa programatorul electronic existent în stația de încercări a Catedrei de măsuri și aparate electrice, facultatea Electrotehnică din Institutul politehnic — București care în timpul utilizării a prezentat unele neajunsuri și anume:

— lipsa separării galvanice între blocul logic (numărătoare) și amplificatoarele de ieșire ale elementelor de execuție. Această separare este necesară datorită nivelelor diferite de semnal și a perturbațiilor ce pot apărea pe liniile de transmisie între blocuri;

— utilizarea pe linie de transmisie a semnalelor la nivelul TTL (+ 5V);

— utilizarea de circuite bistabile de zăvorîre (latch) de tip *RS* care prezintă dezavantajul posibilității apariției la ieșire a stărilor nedeterminate în situația apariției la tranziții dinamice a combinației „0" logic pe ambele intrări;

— prezintă un lanț lung de propagare a semnalelor și deci posibilitatea apariției tranzițiilor false sau a impulsurilor parazite ceea ce conduce la fiabilitatea scăzută a sistemului datorită prea multor componente legate în serie;

— absența unui blocaj electric în poarta tiristorului, ceea ce poate conduce la conectări intempestive în cazul apariției pe lanțul de propagare a unor impulsuri parazite;

— imposibilitatea de a selecta semiperioada în care se dorește a se produce scurtcircuitul.

În vederea înlăturării neajunsurilor amintite s-a conceput un nou programator electronic, format din două canale cu posibilitatea selecției fazei, unul folosit pentru acționarea contactorului sincron iar altul pentru triggerarea exterioară a osciloscopului în vederea înregistrării fenomenelor.

Deoarece schema a fost concepută modular, evident numărul de canale poate fi multiplicat după dorință.

Schema-bloc a programatorului nou conceput este prezentată în figura 1, în care s-au făcut următoarele notații:

A — bloc formator, de impulsuri de sincronizare cu tensiunea rețelei;
B — bloc pentru reglajul de fază;
C — bloc numărător de impulsuri — perioade;
OC — optocuplor;
D — amplificator de ieșire 1 (amplificator de impuls);
E — amplificator de ieșire 2, folosit fie pentru triggerarea osciloscopului fie pentru comanda bobinei unui releu;

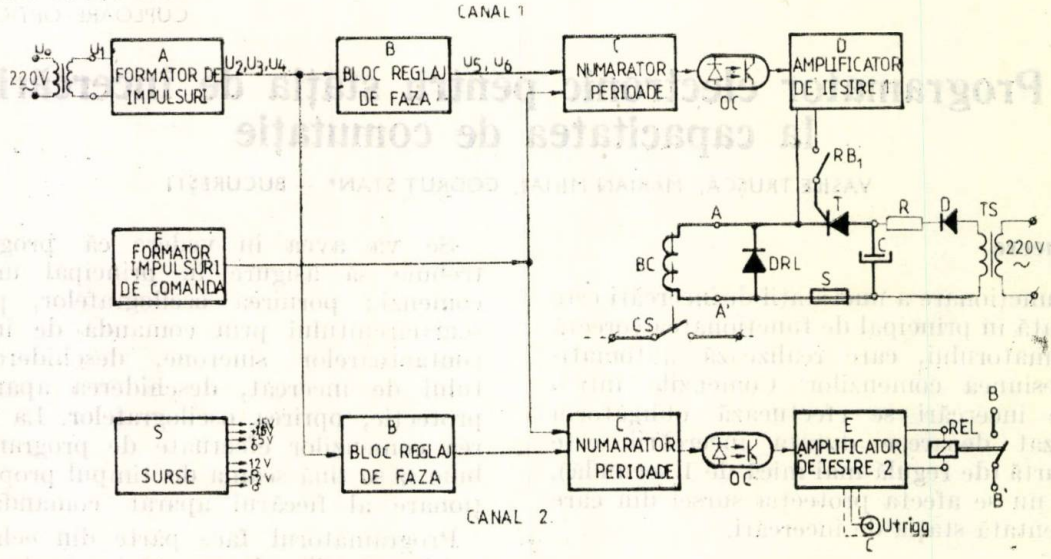


Fig. 1. Schema-bloc a programatorului electronic.

F — bloc formator de impulsuri de comandă ;
S — blocul surselor de alimentare ;
CS — bobina de comandă a contactorului sincron.

Programatorul astfel construit prezintă următoarele performanțe :

a — posibilitatea preselectării perioadei între 0 și 999, adică între 0 și aproximativ 20 s ;
b — posibilitatea reglajului continuu al fazei între 0 și 180 grade electrice ;
c — asigurarea repetabilității comenzilor ;
d — schema livrează la bornele AA' la care este conectată bobina de comandă a contactorului sincron un impuls de curent de minimum 120 A, cu o durată de 3 ÷ 4 ms (pentru o sarcină inductivă cu L=1,4 mH și o rezistență $R = 1{,}5\Omega$) ;
e — posibilitatea triggerării bazei de timp a osciloscopului ;
f — separări galvanice între blocul numărător de perioade și amplificatorul de ieșire, folosind elemente de cuplaj optice ;
g — decuplare mecanică a circuitului de poartă a tiristorului pentru comanda contactorului, prin intermediul contactului R_{B1} al unui releu de blocaj. Prin aceasta se elimină complet pericolul apariției unui impuls parazit.

2. Funcționarea programatorului

În figura 2 este prezentată fotografia programatorului realizat iar în figura 3a, formele de undă pentru tensiuni și curenți în diferite puncte ale schemei.

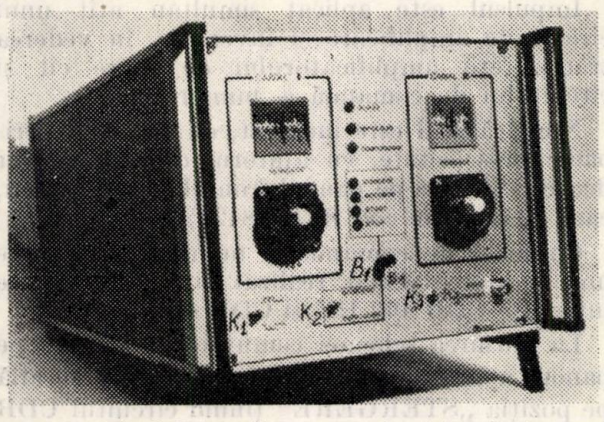


Fig. 2. Fotografia programatorului realizat.

A. Formatorul de impulsuri

Formatorul de impulsuri notat în figura 1 cu A are un dublu rol :

a. Furnizează impulsuri la trecerea prin zero a tensiunii, în sensul preselectat (+ sau —), cu ajutorul comutatorului notat cu K_1 în figura 2.

b. Furnizează impulsuri necesare pregătirii și comandării (de către operator) a începerii probei.

Aceste două funcțiuni sînt realizate de două circuite separate.

Primul circuit avînd ca element principal comparatorul dublu CLB 2711 furnizează impulsurile necesare comenzii sincrone cu tensiunea rețelei. Acesta primește tensiunea sinusoidală U_0 și filtrată cu ajutorul unui filtru trece-jos, produce tensiunea de intrare U_1, limitată la o valoare maximă de 5V (figura 3a). La ieșirea comparatorului dublu se obțin impulsuri dreptunghiulare cu durată de 10 ms, 5V pe semiperioada pozitivă sau negativă, selectată de comutatorul K_1. Impulsurile respective s-au notat cu U_2 și U_3, în figura 3a.

Aceste impulsuri se aplică unui tranzistor care lucrează în regim de inversor, după care impulsul este derivat cu ajutorul unui grup RC. Impulsul obținut este aplicat unui al doilea tranzistor care are rolul de a inversa impulsurile pozitive aplicate în bază, livrînd la ieșire impulsuri de forma U_4, din figura 3a.

Circuitul (*b*) de formare a impulsurilor de tact pentru registrele de deplasare CDB 495 E, care comandă decadele de numărare. Formatorul de impulsuri are rolul de a elimina impulsurile multiple inerente unei comutări mecanice. În acest scop s-a utilizat un circuit integrat monostabil declanșabil de tipul 555 (releu electronic de timp). Pe durata în care ieșirea sa se află în starea astabilă (+ 5V, față de masă) circuitul este insensibil la impulsurile aplicate la intrare.

Durata impulsului este dată de un grup RC. Comanda monostabilului este dată cu ajutorul pusch-butonului B_1, montat pe panoul frontal al aparatului (vezi figura 2), care pune la masă intrarea de comandă a monostabilului. Eventualele vibrații ale contactului nu mai sînt sesizate deoarece starea monostabilului se schimbă la prima atingere a contactului.

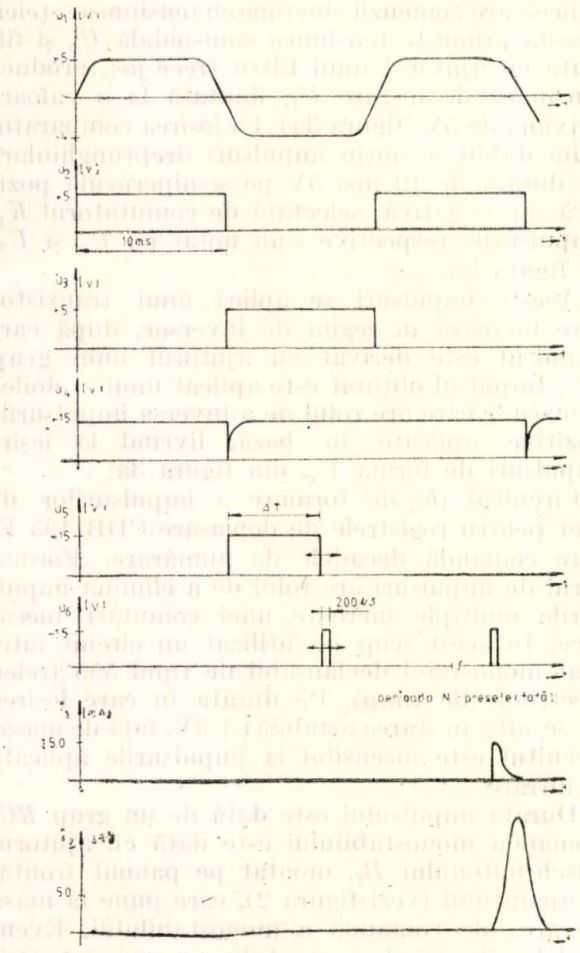
B. Blocul reglaj de fază

Blocul reglaj de fază are rolul de a realiza defazarea impulsurilor sosite de la blocul formator de impulsuri (*a*). Acest circuit este realizat cu ajutorul a două circuite monostabile, integrate de tipul 555, declanșabile. Primul monostabil este declanșat de impulsurile sosite de la formator la trecerea prin zero a tensiunii rețelei (U_4 din figura 3*a*) mai exact de frontul coborîtor foarte abrupt al impulsurilor.

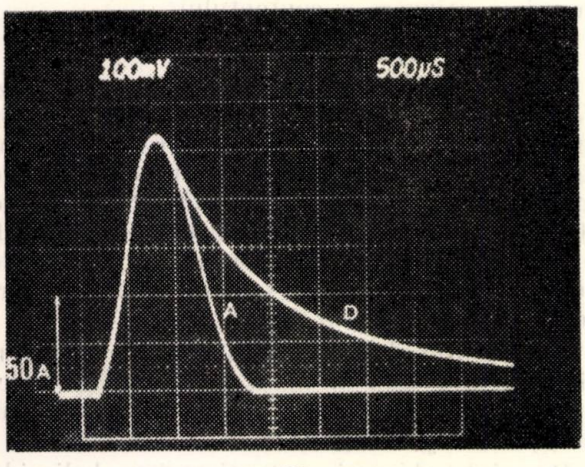
Ieșirea primului monostabil rămîne la potențialul + 15V față de masă un timp reglabil cu ajutorul unui grup RC, obținîndu-se impulsurile notate cu U_5, în figura 3a.

Cu ajutorul unui potențiometru helicoidal cu 10 ture, cu rezistența maximă 40 kΩ, se poate obține un defazaj maxim $\Delta t = 180$ grade electrice, ceea ce satisface cu prisosință necesitățile de încercare într-o stație de încercări.

Frontul coborîtor al tensiunii U_5 (vezi figura 3a) declanșează cel de-al doilea monostabil care livrează impulsuri de durată fixă, 200 μs, notate cu U_6 pe figura 3a.



a)



b)

Fig. 3. Formele de undă pentru tensiuni și curenți în diferite puncte ale schemei în figura 3 a și oscilograma impulsului de curent în bobina contactorului sincron *CS*, cu și fără diodă de regim liber (DRL) în figura 3 b.

Cu ajutorul unui tranzistor și unui grup format din două rezistențe și o diodă, se realizează un circuit inversor care aduce impulsurile de + 15V în plaja TTL (0 ÷ 5V). Aceste impulsuri, prin intermediul porții controlate de circuitul de comandă a numărătorului intră în prima decadă de numărare.

C. Numărătorul de perioade

Numărătorul este construit din trei decade de numărare, reversibile, de tip CDB 4192 E, conectate în cascadă, executînd numărarea în sens descrescător. Fiecare decadă de numărare poate număra în sens invers (către zero) de la orice număr cuprins între 9 și 0 cu care a fost în prealabil încărcată. La trecerea prin zero ieșirea de împrumut a primei decade (decada unităților) livrează la ieșire un impuls „O" logic, impulsurile fiind numărate de decada de numărare a zecilor, ș.a.m.d.

La trecerea simultană prin zero a celor trei decade de numărare (unități, zeci, sute), adică după trecerea numărului de perioade preselectat, toate ieșirile de împrumut se găsesc în starea „O" logic. Rezultă deci că pe toată durata numărării cel puțin o ieșire de împrumut se găsește la nivelul „l" logic.

Dacă poarta de blocare a circuitului SI SAU-NU CDB 454E, comandată de circuitul de comandă a numărătorului, are intrările la „O" logic, la terminarea numărării apare la ieșirea acestuia un impuls „1" logic. Acest impuls este decalat cu N perioade ($0 \leqslant N \leqslant 999$) față de momentul dării comenzii START și defazat cu unghiul φ, ($0 < \varphi < 180$ grade electrice) față de trecerea tensiunii rețelei prin zero de polaritate corespunzătoare poziției comutatorului K_1 (vezi figura 2).

Impulsul este aplicat simultan atît unui circuit de amplificare și inversare, în vederea transmiterii amplificatorului de ieșire cît și circuitului de comandă a numărătorului.

Numărătorul este încărcat, cu numărul perioadei preselectate, cu ajutorul comutatoarelor decadice, aflate pe panoul frontal al aparatului, care lucrează în cod BCD (8421).

Circuitul de comandă a numărătorului este un circuit secvențial, realizat din două circuite integrate CDB 400 HE și CDB 495 E.

La pornirea schemei comutatorul K_2 de pe panoul aparatului prezentat în figura 2 se află pe poziția „STERGERE" ținînd circuitul CDB 495 E în starea „l" logic, astfel primul impuls sosit pe intrarea de tact (prima apăsare pe pusch — butonul B_1) comandă încărcarea registrului, transmițînd concomitent impuls LED-ului care semnalizează luminos pe panoul frontal poziția „STERGERE".

În continuare se trece comutatorul K_2 pe poziția INITIALIZARE.

O nouă apăsare pe butonul B_1 generează un nou impuls de tact, care comandă încărcarea (înserierea) numărătoarelor, comandînd simultan LED-ul din dreptul înscripţiei INSCRIERE.

Apăsînd din nou butonul B_1, se transmite un nou impuls de tact care efectuează următoarele operaţii :

— permite accesul impulsurilor în numărător

— transmiterea impulsului de terminare a numărării către amplificatorul de ieşire

— aprinde LED-ul din dreptul inscripţiei START

— transmite comandă releului de blocare care îşi închide contactul RB_1 (vezi figura 1), normal deschis care conectează poarta tiristorului principal T, la ieşirea amplificatorului de ieşire.

În momentul terminării numărării, impulsul generat ajunge atît la amplificatorul de ieşire cît şi pe intrarea de tact a registrului de deplasare prin intermediul circuitului SAU realizat cu trei porţi SI—NU (CDB 400 HE). În acest fel circuitul integrat CDB 495 E, trece într-o altă stare, care face să închidă poarta de acces în numărător (ca şi poarta de ieşire din numărător), releul de blocaj pierde alimentarea, deschizîndu-se contactul RB_1, din poarta tiristorului principal T. În acest moment se aprinde LED-ul din dreapta inscripţiei STOP, semnalizînd terminarea probei.

D. Amplificatorul de ieşire

Impulsul primit de la numărător este aplicat fotodiodei optocuplorului de tip TIL 112, notat cu *OC* pe figura 1 prin intermediul unui tranzistor. Impulsul luminos generat de fotodiodă deschide fototranzistorul conectat ca repetor pe emitor. Optocuplocul *OC* asigură separarea galvanică a părţii de circuite logice faţă de partea de curenţi şi tensiuni mari. Tensiunea de izolare asigurată de optocuplorul TIL 112, este de 2,5 kV.

Partea de circuit de după optocuplor este alimentată de la o sursă complet separată.

Impulsul primit de fototranzistor este amplificat şi aplicat în poarta unui tiristor auxiliar care transmite un impuls de curent de aproximativ 150 mA în poarta tiristorului principal T. Durata impulsului este de aproximativ 500 μs, iar forma lui este prezentată în figura 3a (vezi i_1). Impulsul este practic suficient pentru amorsarea tiristorului principal T, de tipul T 125 N.

Blocul de comandă a contactorului sincron

Schema circuitului de forţă este prezentată în figura 1. Condensatorul C de valoare 470 F, se încarcă prin intermediul transformatorului de separare TS şi al redresorului monoalternanţă realizat de dioda D şi rezistenţa de limitare R.

Corespunzător fazei preselectate şi după numărul de perioade programate, în poarta tiristorului T soseşte impulsul livrat de amplificatorul de ieşire, suficient pentru a deschide tiristorul T.

Prin intermediul tiristorului T, condensatorul C se descarcă pe impedanţa de sarcină constituită de bobina de comandă BC a contactorului sincron CS ($L = 1{,}4 \cdot 10^{-3}$ H, $R =$ $= 0{,}1$ Ω, măsurate la 60 Hz).

Dioda de descărcare *DRL* (numită şi diodă de regim liber) s-a montat pentru a evita încărcarea condensatorului C cu o tensiune de polaritate inversă. Această diodă asigură prelungirea în timp a curentului pe seama energiei magnetice înmagazinate în bobină.

Forma impulsului de comandă i_2, injectat în bobina de comandă *BC*, a contactorului sincron *CS*, este prezentată în figura 3a avînd ca valoare aproximativ 150 A.

În figura 3b, s-a prezentat impulsul real oscilografiat *A* fără diodă de descărcare (*DRL*) iar *D*, cu diodă de regim liber.

3. Rezultate experimentale

În figura 4 se prezintă schema electrică realizată practic în vederea verificării funcţionării programatorului realizat, în condiţii reale de funcţionare. Înregistrările au fost făcute cu ajutorul unui osciloscop cu memorie, cu două canale, de tip Tektronix (7613). Cele două şunturi Sh_1 şi Sh_2 sînt de construcţie coaxială.

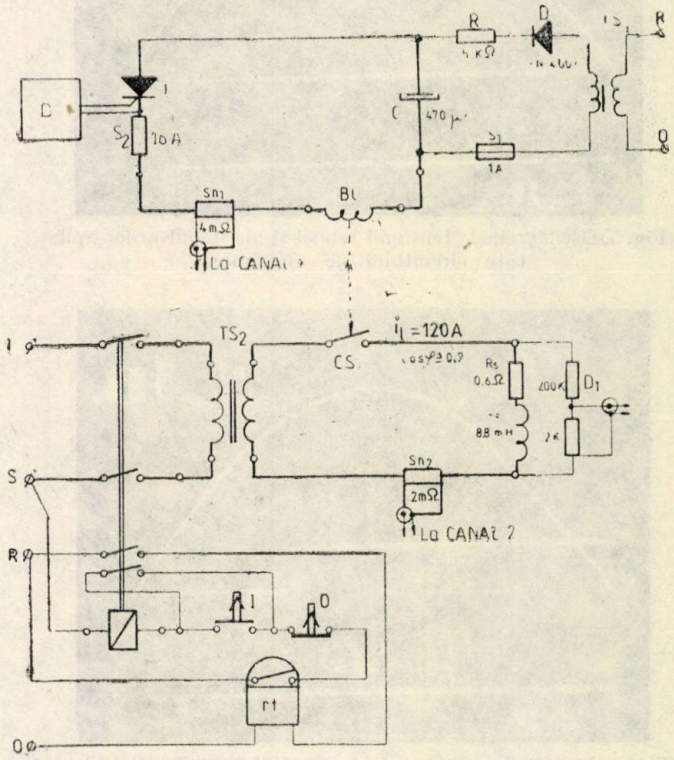


Fig. 4. Schema electrică realizată pentru verificarea programatorului.

Declanşarea bazei de timp a osciloscopului s-a făcut pentru o parte din oscilograme cu triggerare exterioară cu ajutorul canalului 2 al programatorului iar pentru altă parte s-a folosit triggerare interioară cu ajutorul semnalului de înregistrat.

În figura 5 este prezentată oscilograma tensiunii reţelei (curba A) tensiunea U_5 (impulsul B), precum şi forma impulsului aplicat circuitului de numărare, (impulsul C), aşa cum s-a precizat pe figurile 1 şi 3a.

În figura 6, se prezintă aceleaşi tensiuni însă programate pentru canalul 2, în vederea declanşării bazei de timp a osciloscopului.

În figura 7 se observă diverse faze ale conectării. Tensiunea s-a oscilografiat la bornele sarcinii, R_s, L_s. S-a oscilografiat, de asemenea, impulsul de curent în bobina de comandă a contactorului sincron BC. Se poate observa că dispersia este insesizabilă, tensiunea apare practic pe aceeaşi verticală. Baza de timp a fost declanşată de impulsul de curent.

În figura 8 s-a prezentat oscilograma unui curent de scurtcircuit de asimetrie maximă, obţinut prin conectarea la faza $\psi = 0$, a tensiunii.

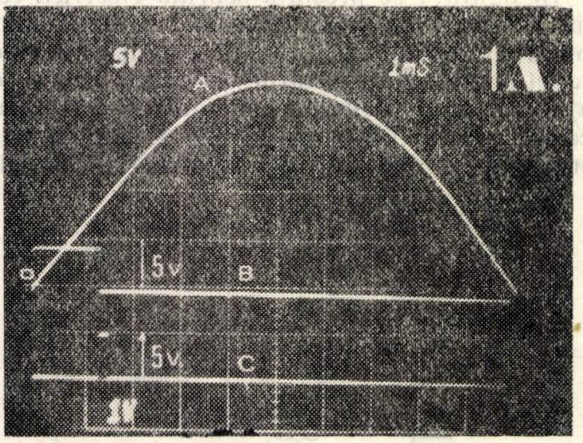


Fig. 5. Oscilogramele tensiunii reţelei şi ale impulsurilor aplicate circuitului de numărare.

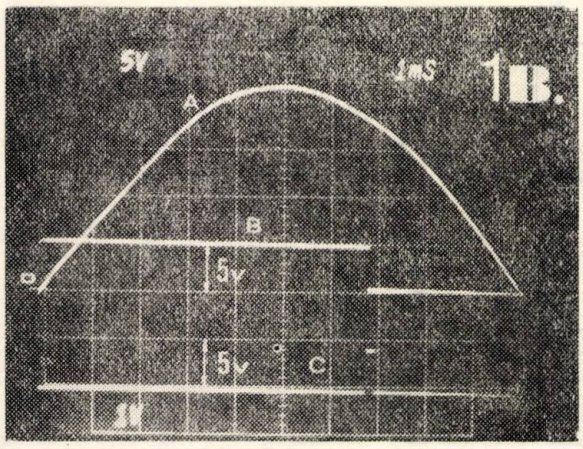


Fig. 6. Tensiunile programate pe canalul 2, necesare declanşării bazei de timp a osciloscopului.

Figura 9 prezintă oscilograma unui curent de scurtcircuit simetric. Conectarea s-a făcut la unghiul $\psi = \frac{3\pi}{2}$ (semialternanţa negativă).

Aceste oscilograme permit determinarea cu exactitate a timpului propriu al contactorului sincron CS, folosit pentru experimentări.

$$tp = 0{,}8\ [\text{div}]\ \frac{10\ [\text{ms}]}{1\ [\text{div}]} = 8\ \text{ms}.$$

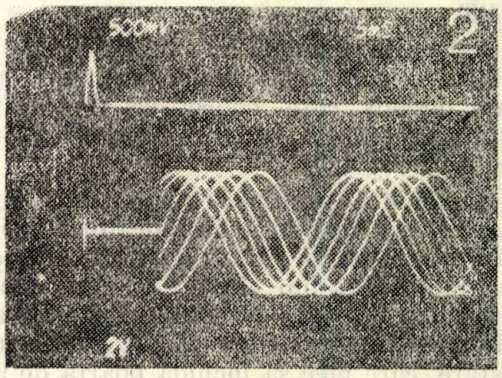


Fig. 7. Diversele faze ale conectării, oscilografiate la bornele sarcinii, R_s, L_s.

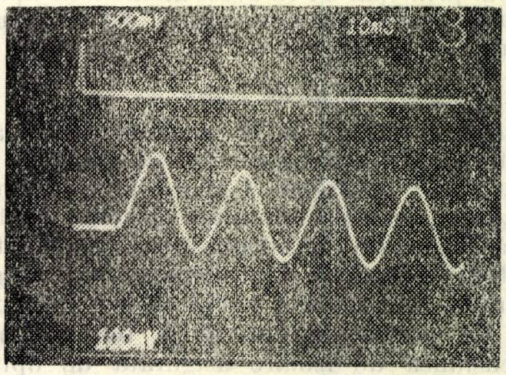


Fig. 8. Oscilograma unui curent de scurtcircuit de asimetrie maximă (conectarea la $\psi = 0$).

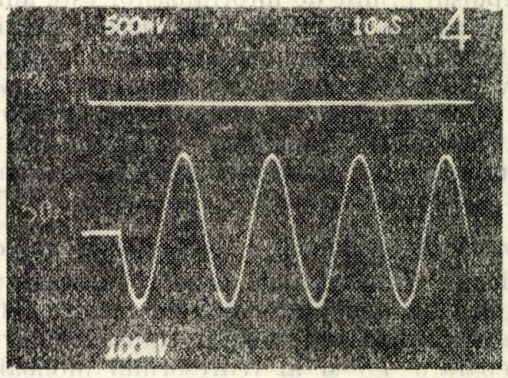


Fig. 9. Oscilograma unui curent de scurtcircuit simetric (conectarea la $\psi = \pi/2$ — semialternanţă negativă).

În figura 10 sînt redate diverse forme de curenți de scurtcircuit avînd componenta aperiodică cuprinsă între :

$$\hat{I} \sin \alpha \, e^{-t/T} = \hat{I} \cdot 0{,}97 \, e^{-t/T},$$

și :

$$-\hat{I} \sin \alpha \, e^{-t/T} = -\hat{I} \cdot 0{,}97 \, e^{-t/T},$$

unde :

$$\alpha = \varphi - \psi.$$

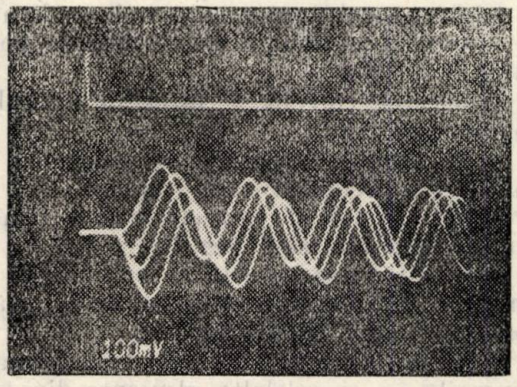


Fig. 10. Diverse forme de curenți de scurtcircuit avînd componenta aperiodică cuprinsă între : $+ \hat{I} \sin \alpha \simeq 0{,}5 \, \hat{I}$ și $- \hat{I} \sin \alpha \simeq 0{,}5 \hat{I}$.

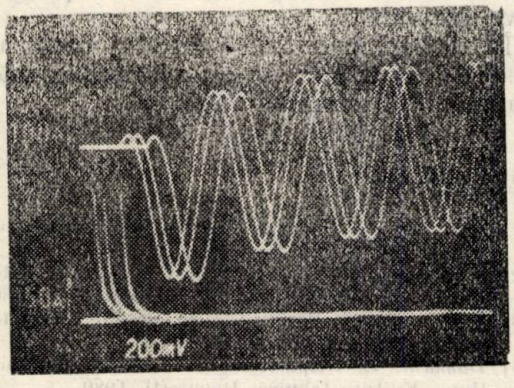


Fig. 11. Oscilogramele pentru verificarea canalului 2, folosit pentru triggerarea exterioară a osciloscopului. (Timpi de reglaj între 4 ms și 10 ms).

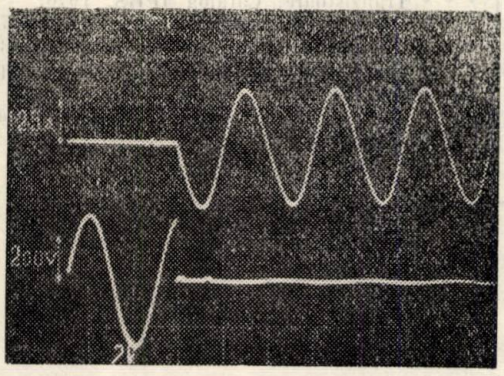


Fig. 12. Oscilogramele curentului de scurtcircuit și a tensiunii la bornele contactorului sincron, *CS*.

Oscilogramele prezentate în figura 11 s-au înregistrat pentru a verifica funcționarea canalului *2*, folosit pentru triggerarea exterioară a osciloscopului. Se poate observa reglarea între 4 ms și 10 ms. S-a oscilografiat și impulsul de curent în bobina *BC* a contactorului sincron, *CS*, faza conectării tensiunii menținîndu-se constantă.

În figura 12 se prezintă oscilograma curentului de scurtcircuit, precum și oscilograma tensiunii la bornele contactorului sincron, *CS*. S-a determinat faza $\psi = 144$ grade electrice $= \frac{4\pi}{5}$. Osciloscopul a fost triggerat de canalul 2 ($\Delta t = 28$ ms).

Oscilogramele din figura 13 s-au realizat menținîndu-se timpul $\Delta t = 28$ ms, dar comandînd conectarea la faza $\psi = \frac{\pi}{2}$. Astfel, s-a obținut un curent de scurtcircuit fără componentă aperiodică.

În figura 14 se prezintă funcționarea circuitului de selecție a sensului trecerii prin zero a tensiunii, luat ca referință, (adică a semnului semiperioadei pe care are loc conectarea).

Intervalul de timp $\Delta t = 28$ ms s-a menținut același dar o înregistrare s-a făcut cu comutatorul K_1 pe poziția (+) iar cealaltă cu comutatorul pe poziția (—). Se observă simetria sinusoidelor față de axa timpului.

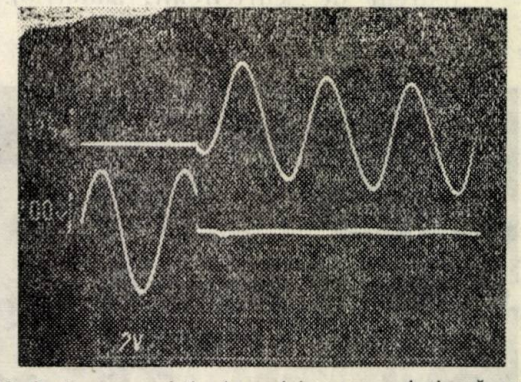


Fig. 13. Oscilograme obținute cu triggerare exterioară, curentul de scurtcircuit fără componentă de curent continuu.

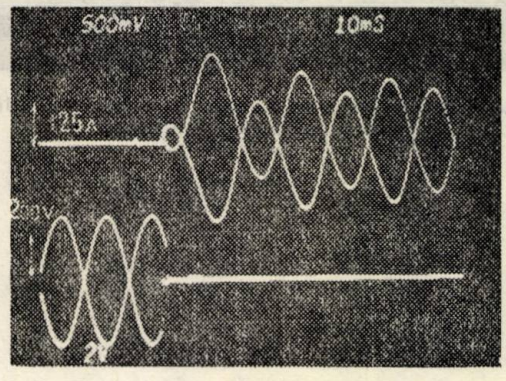


Fig. 14. Oscilograme realizate cu selecția semiperioadei pozitive (+) și negative (—).

În figura 15 se prezintă doi curenți de scurtcircuit de asimetrie maximă (faza tensiunii $\psi = 0$), conectați în opoziție de fază.

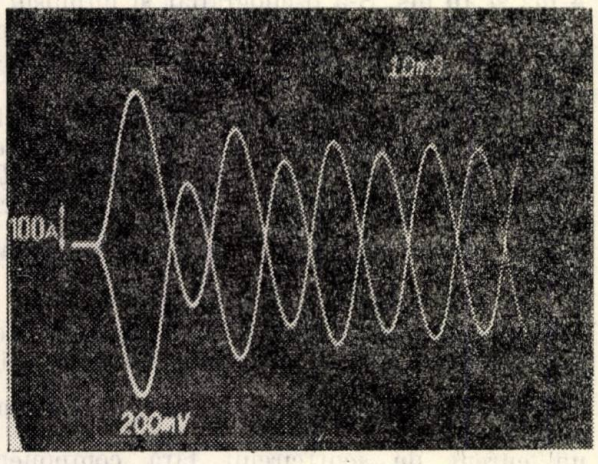


Fig. 15. Oscilogramele curenților de scurtcircuit de asimetrie maximă conectați în opoziție de fază.

Comanda a fost dată cu ajutorul programatorului existent în stația de încercări a facultății, în urma perfecționărilor aduse, ca urmare a construcției noului programator.

În figura 16 se prezintă aceleași oscilograme ca în figura 15 însă pentru faza tensiunii $\psi = \frac{\pi}{2}$ (curent de scurtcircuit, simetric).

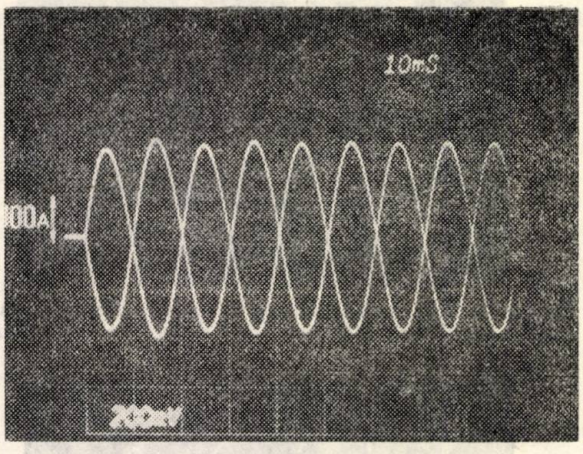


Fig. 16. Oscilogramele curenților de scurtcircuit simetrici, conectați în opoziție de fază.

4. Concluzii și observații

Studiile făcute, precum și realizările practice prezentate mai sus au dovedit posibilitatea realizării de programatoare electronice cu performanțe ridicate, folosind chiar componente de nivel TTL (+ 5V).

Numărul mare de determinări experimentale a scos în evidență performanțele superioare ale noului programator ca și ale vechiului programator al catedrei căruia i-au fost aduse modificări privind separarea galvanică a semnalelor și a formatorului de impulsuri.

Astfel, s-au obținut următoarele performanțe:

— selecția corectă a numărului de perioade între 0 și 999;

— selecția corectă a fazei în cadrul unei semiperioade;

— stabilitatea în timp și reproducerea (repetabilitatea precisă a unei comenzi;

—posibilitatea de preselectare a semialternanței pozitive sau negative;

— funcționarea corectă a canalului 2, a circuitului de declanșare a bazei de timp a osciloscopului, cu reglaj de fază;

— pentru a nu suprasolicita transformatorul, șunturile ca și celelalte elemente din circuit, schema de încercare (vezi figura 4) a fost prevăzută cu un releu de timp, pentru limitarea duratei curentului de scurtcircuit pînă la cîteva secunde.

În timpul încercărilor care au durat uneori peste 60 de minute nu au apărut nici măcar o singură dată comenzi false.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică București, 1980.
[2] *Mitrofan, Gh.* Generatorul de impulsuri și de tensiune liniar variabilă, Editura tehnică, București 1980.
[3] *Morris, L.* ș.a. Proiectarea cu circuite integrate TTL. Editura tehnică, București, 1974.
[4] *Damachi, E.* Dispozitive semiconductoare multijoncțiune. Editura tehnică, București, 1980.
[5] *Ovidiu, R.* Componente electrice pasive. Editura tehnică, București, 1981.
[6] * * * AEG Thyristoren, Triacs. Liferprogramm 1973/ /1974.
[7] * * * Tranzistoare. Catalog IPRS. 1976.
[8] * * * Diode și tiristoare. Catalog IPRS 1976.
[9] * * * Circuite integrate logice. Catalog IPRS 1976.
[10] * * * Texas Instruments — The TTL Application Handbock, 1973.
[11] * * * AEG — TELEFUNKEN. High — Voltage Institut Kassel.

CZ 539.15.3

MAGNETOELASTICITATE
TRADUCTOARE DE FORȚĂ
CÎNTĂRIRE ELECTRONICĂ

Realizări și perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice

ECATERINA MARINESCU, ANDREI MARINESCU și SERGIU STAMATE* — CRAIOVA

Introducere

Mecanizarea și automatizarea proceselor industriale este din ce în ce mai mult legată de existența unor traductoare pentru măsurarea mărimilor neelectrice. Printre acestea, domeniul măsurării electrice a forțelor și maselor are un rol deosebit de important.

Principiile de măsurare cel mai frecvent aplicate în momentul de față sînt tensometria rezistivă și cea magnetoelastică. În timp ce tensometria electrorezistivă (TER) are din principiu o mare precizie de măsurare și abia după ani de cercetări a căpătat siguranța în funcționare necesară [1], în cazul tensometriei magnetoelastice (TME) lucrurile stau exact invers. Traductoarele magnetoelastice sînt deosebit de robuste dar au avut la început o precizie limitată care a putut fi îmbunătățită abia după studii îndelungate [2].

Urmărind să se rezolve problema cîntăririi tehnologice în industrie în care traductoarele sînt montate la distanțe mari de locul de măsurare și în prezența a numeroase surse de perturbații electrice și mecanice, studiile întreprinse mai întîi de catedra de fizică a Universității Craiova și apoi în cadrul CCSIT-EP, au demonstrat că fără a se abate prea mult de la tehnologia existentă în industria electrotehnică, se pot fabrica în țară traductoare de tip magnetoelastic și aparatura electronică aferentă.

Din analiza posibilităților de aplicare a unor astfel de dispozitive în RSR rezultă un domeniu foarte larg care se referă atît la îmbunătățirea unor produse și tehnologii existente în momentul de față cît și la produse și tehnologii noi de perspectivă imediată care dau posibilitatea realizării de echipamente complexe pentru instalații industriale, acțiune care reclamă cheltuieli de asimilare modeste și importuri de completare reduse.

1. Principiile fundamentale ale TME

Studiul efectelor magnetoelastice se menține constant în actualitate pe de o parte datorită faptului că permite aprofundarea cunoașterii proceselor de magnetizare în corpul solid [3, 4, 5], iar pe de altă parte deoarece apar mereu noi aplicații științifice și tehnice ale acestor efecte [6, 7, 8].

În țara noastră, problemele de magnetoelasticitate au făcut obiectul unor preocupări intense la Iași, Cluj și Timișoara [9] în special în legătură cu solicitarea la tensiune a firelor și straturilor subțiri, frecarea internă etc.

În afară de aceste aspecte, un interes deosebit îl prezintă comportarea corpului solid sub influența eforturilor normale deoarece pe această bază se pot realiza dispozitive de măsurare a forțelor și vibrațiilor destinate utilizării industriale [2].

Există numeroase tipuri constructive de dispozitive de măsurare a eforturilor normale bazate pe principii de magnetoelasticitate; elementul de diferențiere îl formează corpul activ în care are loc interacțiunea mecano-magnetică [2, 10].

Analiza acestor dispozitive pornește de la un feromagnetic în care cîmpul magnetic H produce o inducție magnetică B iar micile variații ale efortului aplicat σ conduc la variația de inducție:

$$\Delta B = \left(\frac{\partial B}{\partial \sigma}\right)_H \cdot \Delta\sigma = S\Delta\sigma, \qquad (1)$$

care este determinată de obicei cu o bobină sondă. Aici S este sensibilitatea magnetoelastică, care joacă în magnetoelasticitate un rol similar ca importanță, a permeabilității magnetice din magnetism.

În [11], pornind de la tratarea tensorială a sensibilității magnetoelastice a unui feromagnetic, s-a obținut o tratare unitară a sensibilității magnetoelastice care caracterizează tipurile fundamentale de traductoare magnetoelastice utilizate în practică.

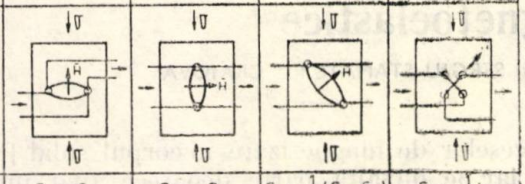
Rezultatele sînt sintetizate în tabelul 1, unde solidul feromagnetic căruia i se aplică un cîmp de eforturi mecanice posedă două sau mai multe orificii în care sînt dispuse o înfășurare de excitație și o înfășurare de sondare (măsură).

Construcțiile A, B, C sînt de fapt transformatoare obișnuite cu înfășurări coaxiale la care diferă unghiul φ dintre direcția de aplicare a efortului mecanic σ și direcția *icm* H.

* Dr. *E. Marinescu* — Catedra de fizică a Universității Craiova, dr. ing. *A. Marinescu* și ing. *S. Stamate* — CCSIT-Electroputere Craiova.

Tabelul 1

Tipuri de traductoare magnetoelastice.

	A	B	C	D
φ	0°	90°	45°	45°
TME				
S	$S_0 = S_{\parallel}$	$S_{90} = S_{\perp}$	$S_{45} = \frac{1}{2}(S_{\parallel} + S_{\perp})$	$S_{45} = \frac{1}{2}S_t$

În funcție de unghiul φ se poate scrie sensibilitatea *TME* cu înfășurări coaxiale sub forma generală:

$$S_\varphi = S_\perp \sin^2 \varphi + S_{\parallel} \cos^2 \varphi, \qquad (2)$$

unde, $S_{\parallel}$ este sensibilitatea longitudinală care se obține atunci cînd $\sigma \parallel H(\varphi = 0°)$, iar $S_\perp$ este sensibilitatea transversală care se obține pentru $\sigma \perp H(\varphi = 90°)$.

Măsurătorile efectuate pe FeSi 1,7% laminat la rece au condus la un raport $S_\perp/S_{\parallel} = 0{,}3 \div 0{,}5$.

Dacă cu aceste valori se reprezintă grafic relația (2) se obține rezultatul din figura 1 din care rezultă că:

$$S_0 > S_{45} > S_{90}, \qquad (3)$$

unde indicele reprezintă valoarea unghiului φ.

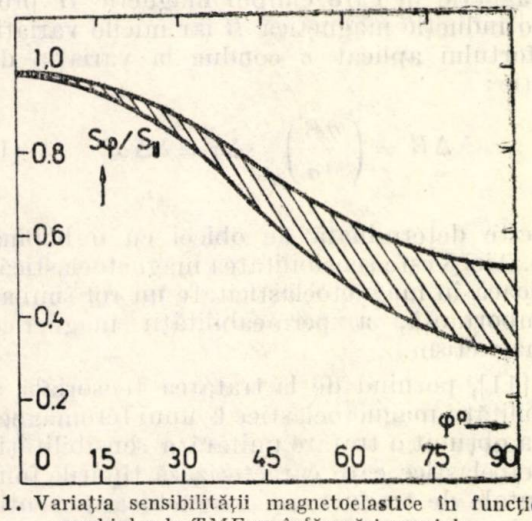


Fig. 1. Variația sensibilității magnetoelastice în funcție de unghiul φ la *TME* cu înfășurări coaxiale.

Încercările au fost făcute la compresiune transversal pe direcția de laminare pentru un efort unitar mediu de 50 MPa la $H = 1$ kA/m pentru FeSi 1,7% laminat la rece.

Construcția *D* reprezintă un transformator diferențial cu înfășurări de excitație și de măsură perpendiculare, caracterizat de un alt gen de sensibilitate magnetoelastică denumită sensibilitate tangențială (S_t) [11].

În funcție de unghiul φ, sensibilitatea magnetoelastică variază conform relației:

$$S_\varphi = S_t \sin \varphi \cos \varphi, \qquad (4)$$

cu reprezentarea grafică din figura 2. De observat variația redusă a sensibilității tangențiale în jurul unghiului φ egal cu 45°.

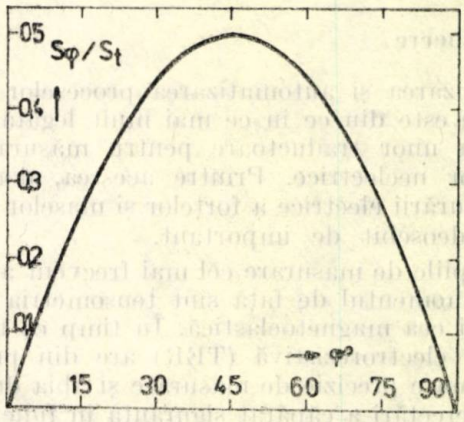


Fig. 2. Variația sensibilității magnetoelastice în funcție de unghiul φ la *TME* cu înfășurări încrucișate.

Valorile absolute ale sensibilității tangențiale maxime ($\varphi = 45°$) sînt de același ordin de mărime ca și cele ale sensibilității $S_{\parallel}$, însă acest rezultat nu este concludent fiindcă o comparație directă a sensibilităților măsurate nu este posibilă decît la dispozitive de același tip cum sînt *A*, *B* și *C*.

În timp ce *TME* de tipurile *A*, *B*, *C* sînt nesimetrice, *TME* de tipul *D* este simetric (la $\sigma = 0$ tensiunea de ieșire este nulă sau aproape nulă în cazul materialelor anizotrope [12]).

De aceea o comparație de sensibilități la dispozitive constructiv diferite se poate face corect numai apelînd la sensibilități definite sub forma:

$$S^{(r)} = \frac{1}{B}\left(\frac{\partial B}{\partial \sigma}\right)100, \qquad (5)$$

unde *B* este valoarea inițială a inducției magnetice la $\sigma = 0$.

În tabelul 2 se compară sensibilitățile relative determinate experimental în cazul utilizării ca material activ a FeSi 1,7%. Rezultă o sensibilitate relativă a *TME* la 45° cu înfășurări încrucișate de cel puțin 4 ori mai mare decît a celorlalte variante, ceea ce explică răspîndirea acestei construcții [7].

Tabelul 2

Sensibilitate relativă $S^{(r)}$ [%/MPA]			
A	*B*	*C*	*D*
0,22	0,035	0,12	−0,92

Dintre construcțiile nesimetrice nu se justifică decît utilizarea construcției la 0° cu înfășurări coaxiale care îmbină simplitatea constructivă cu o sensibilitate acceptabilă.

Avantajele oferite de tensometria magnetoelastică față de alte metode tensometrice se pot evidenția cu ușurință dacă se compară așa numitul „efect de măsură" definit pentru traductoarele TER sub forma variației relative de rezistență $\Delta R/R$ [1], care în cazul elementelor rezistive este 0,2%, iar în cazul elementelor semiconductoare este de cca 12% [2].

În cazul dispozitivelor *TME* se poate defini o mărime similară sub forma variației relative de inducție.

Din relația (4) rezultă:

$$\frac{\Delta B}{B} = \frac{\Delta U}{U} = S^{(r)} \cdot \sigma_N, \qquad (6)$$

unde σ_N este efortul nominal aplicat traductorului (pentru FeSi deobicei 100 MPa).

În funcție de tipul constructiv al *TME* din tabelul 2 rezultă valori cuprinse între 3,5 și 92%.

2. Principii constructive la *TME*

Celula elementară de măsură a unui *TME* este constituită dintr-un pachet de tole din tablă FeSi laminată la rece fabricată la COS Tîrgoviște. Pachetul de tole are practicate două sau patru orificii (construcția *A* sau *D* din tabela 1).

Pentru evitarea depășirii locale a limitei de elasticitate a materialului feromagnetic, efortul unitar pe suprafața activă a traductorului este limitat la 100 MPa.

Extinderea domeniului de măsurare se poate face, relativ simplu, construind *TME* formate din mai multe celule elementare. Un traductor format dintr-o singură celulă, în condițiile actuale, este realizabil pentru o sarcină nominală de maxim 100 kN; în domeniul 150—300 kN se preferă construcția formată din două celule de măsură, iar între 300 și 500 kN este indicată construcția formată din trei celule de măsură. În acest mod se pot realiza relativ simplu *TME* pentru sarcini nominale cuprinse între cca 10 kN și 1 000 kN.

În figura 3 se prezintă construcția modulară a *TME* cu ajutorul căreia s-a realizat seria unitară de *TME* cu următoarele tipodimensiuni [13]:

30 — 50 — 100 — 150 — 300 — 500 kN.

Din punct de vedere mecanic cele *m* celule elementare pot fi considerate ca legate în paralel, iar preluarea în mod egal a sarcinii pe fiecare celulă se asigură prin decuplarea mecanică a celulelor cu ajutorul fantelor și degajărilor dintre celule.

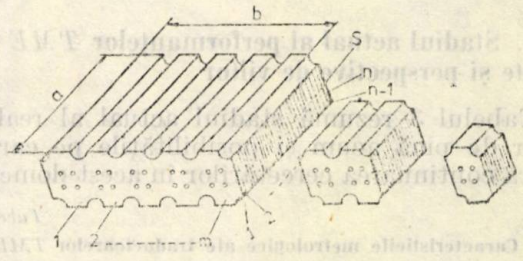


Fig. 3 Construcția modulară a *TME* (după [2]).

Repartiția uniformă a sarcinii pe cele *n* tole ale fiecărei celule elementare se asigură prin frezarea și rectificarea atentă a suprafeței active *axb* a pachetului, lipit în prealabil cu rășină epoxidică sub presiune și temperatură ridicată.

Din punct de vedere electric, *TME* multiple sînt legate în serie adițional. Acest principiu de realizare a *TME* multiplu oferă maximum de flexibilitate la realizarea unor *TME* pentru forțe de sute sau chiar mii de kN fără a modifica constructiv celula elementară a cărei optimizare s-a obținut anterior prin cercetări aprofundate. Această proprietate extrem de utilă nu se întîlnește la alte tipuri de traductoare de forță [10].

Pe lîngă *TME* de compresiune prezentate mai sus există și alte variante constructive care servesc pentru determinarea forțelor de întindere ca și construcții care servesc pentru măsurarea momentelor de torsiune [14].

3. Utilizarea industrială a *TME*

În scopul asigurării condițiilor de funcționare industrială, *TME* au fost concepute să suporte, fără modificarea caracteristicilor electrice și mecanice, o suprasarcină de $2F_N$. Totodată capacitatea de suprasarcină fără deteriorare mecanică atinge $3F_N$ (după o astfel de solicitare este necesară recalibrarea electrică).

Formula de aplicare industrială constă în acest caz în utilizarea ansamblului traductor-jug de aplicare a forței.

Schimbarea destinației unui dispozitiv de măsurare a forței constă deci în utilizarea unui jug adecvat aplicației respective. Cu alte cuvinte o tipodimensiune dată de traductor poate servi, de exemplu, atît pentru un cîntar platformă, cît și pentru un dispozitiv de cîntărire în cîrlig la un pod rulant.

Jugul asigură o aplicare definită, întotdeauna aceeași a forței și în acest fel contribuie la menținerea preciziei de măsurare.

Utilizarea jugului de aplicare a forței dă posibilitatea ca ansamblul să preia simultan forțele laterale care apar accidental în majori-

tatea aplicaţiilor. În funcţie de construcţia jugului, forţele laterale admisibile ating cca $(0{,}1 \div 0{,}2)F_N$ fără modificarea inadmisibilă a caracteristicilor.

4. Stadiul actual al performanţelor *TME* realizate şi perspective de viitor

Tabelul 3 rezumă stadiul actual al realizărilor de pînă acum şi posibilităţile pe care le oferă continuarea cercetărilor în acest domeniu.

Tabelul 3

Caracteristicile metrologice ale traductoarelor *TME*

Nr. crt.	Denumirea erorii	Unităţi măsură	Performanţe	
			Obţinute	Posibile
1	Liniaritate	% U_N	0,25	0,1
2	Histereză magnetoelastică	% U_N	0,2	0,05
3	Histereză mecanică	% U_N	0,1	0
4	Derivă la F_N(30 min)	% $U_{măs}$	0,2	0,1
5	Derivă zero 20° ± 10°C	%/grad/U_N	0,05	0,02
6	Derivă sensib.,,—,,	%/grad/U_N	0,1	0,05
7	Derivă zero $\Delta U_{reţea}$=10 %	% U_N	0,1	0,05
8	Derivă sensib. ,,—,,	% $U_{măs}$	0,1	0,05
9	Derivă zero $\Delta f_{reţea}$= = 2 %	% U_N	0,3	0
10	Derivă sensib. ,,—,,	% U_N	0,3	0
11	Reproductibilitate	% U_N	0,1	0,05

Valorile cuprinse în tabelă sînt confirmate de certificate de omologare metrologică de stat eliberate de Institutul Naţional de Metrologie care atestă clasa de precizie 0,3 % pentru tipodimensiunile 50—100—300—500 kN. Clasa de precizie include şi aparatura electronică de prelucrare a datelor realizată tot în cadrul CCSIT—EP.

Interesul deosebit faţă de tensometria magnetoelastică manifestat azi într-o serie de ţări (Suedia, URSS, Japonia, RDG), în special în legătură cu cîntărirea tehnologică, se datorează unei serii de avantaje: robusteţe mecanică ridicată, semnal mare de ieşire (cu două ordine de mărime mai mare decît la *TER*), reproductibilitatea caracteristicilor, impedanţă mică de ieşire (insensibilitate la perturbaţii), simplitatea montării, posibilitatea de realizare cu materiale indigene nedeficitare în tehnologia clasică a industriei electrotehnice etc.

Pentru obţinerea performanţelor descrise au trebuit rezolvate atît probleme fundamentale cum sînt: influenţa anizotropiei FeSi şi stabilizarea în timp a sensibilităţii magnetoelastice a acestuia, liniarizarea caracteristicilor intrare-ieşire, compensarea histerezei magnetoelastice etc. cît şi probleme tehnologice cum sînt: tehnologia de lipire a pachetului de tole pentru obţinerea stabilităţii mecanice la sarcină şi suprasarcină fără plăci de strîngere sau buloane, tehnologia de ecruisare controlată a FeSi, formarea şi condiţionarea traductoarelor etc.

Obţinerea clasei de precizie 0,1 % apare ca posibilă de realizat în etapa imediat următoare şi odată cu aceasta posibilitatea de trecere la cîntărirea comercială.

5. Aplicaţii

Principalele aplicaţii industriale ale *TME* se prezintă în figura 4.

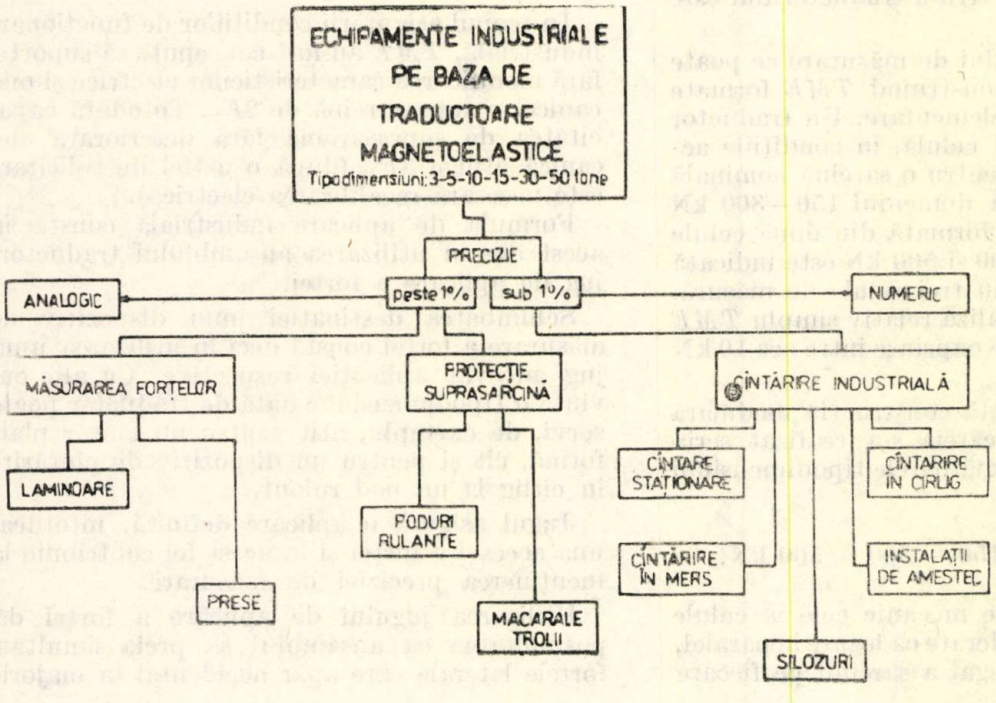


Fig. 4 Aplicaţii ale echipamentelor industriale de măsurare a forţelor şi maselor bazate pe tensometria magnetoelastică.

În această categorie intră și instalațiile de protecție la suprasarcină pentru poduri rulante și macarale și instalațiile de cîntărire tehnologică pentru poduri rulante care se realizează în colaborare cu CCSIT-MRTU Timișoara. Astfel la întreprinderea Electroputere un pod rulant de 32 tf din fabrica de transformatoare a fost echipat cu o instalație de cîntărire electronică care permite afișarea rezultatului cîntăririi atît în cabina macaragiului, cît și în hală prin intermediul unui afișaj de dimensiuni mari. Precizia de măsurare a ansamblului este mai bună decît 0,5%. Instalația servește pentru determinarea greutăților miezurilor magnetice, (înfășurărilor, cuvelor sau a unor transformatoare finite, greutăți care pînă acum se aproximau prin calcul.

La Șantierul Naval-Giurgiu s-a montat pe o macara portic de 15 tf, o instalație de cîntărire și limitare a momentului de sarcină prin care se evită pericolul de răsturnare indiferent de înclinarea brațului acesteia.

Din analiza efectuată împreună cu CCSIT-MRTU rezultă că necesarul pe economia națională de echipamente de limitare moment sarcină și cîntărire este destul de însemnat și că prin realizarea în țară a acestor instalații complexe care pînă acum au fost obținute numai din import, se vor face importante economii valutare.

În afara aplicațiilor prezentate în figura 4 aria de aplicare a tensometriei magnetoelastice este mult mai largă și în momentul de față CCSIT--EP are în vedere o serie de aplicații dintre care se citează :

— supravegherea cuplului la motoare de tracțiune de pe locomotivele electrice actuale sau pe cele tiristorizate (protecția antipatinaj) ;

— îmbunătățirea stabilității la scurtcircuit a bobinajelor transformatoarelor prin supravegherea obiectivă a forței de strîngere, respectiv a tasării acestora [15] ;

— supravegherea rezervei de azot în butelii la transportul transformatoarelor pe calea ferată, respectiv supravegherea scurgerilor de gaz la instalațiile în SF_6 ;

— măsurarea și reglarea tensiunii mecanice la laminoarele de benzi la rece (tensiometre de bandă) ;

— măsurarea forțelor de impact în diferite mecanisme de acționare, a forțelor de reacțiune în cadrul solicitării electrodinamice a aparatelor și transformatoarelor [16] ;

— instalații pentru ridicarea caracteristicii mecanice $M(n)$ la mașini electrice rotative în regim dinamic ;

— supravegherea sarcinii pe osie la vehicule grele (vagoane, locomotive, autovehicule etc.).

6. Concluzii

Tensometria magnetoelastică este o ramură dinamică de mare perspectivă pentru industria electrotehnică românească pe baza căreia se pot obține cu investiții minime și apelînd la tehnologii clasice, dispozitive de măsurare robuste și fiabile în multe domenii ale economiei naționale.

Bibliografie

[1] *Rohrbach, Chr.* Handbuch für elektrisches Messen Mechanischer Grössen Düsseldorf VDI Verlag 1967.

[2] *Baumann, E.* Elektrische Kraftmesstechnik. Verlag Technik Berlin 1976.

[3] *Becker, R., Döring, W.* Ferromagnetismus. Springer Verlag Berlin 1939.

[4] *Belov, K. P.* Uprughie teploviie i elektriceskie iavlenia v ferromagnetikah. GITTL Moskva 1957.

[5] *Vonsovski, S. V.* Magnetismul. Ed. Științifică și Enciclopedică București 1981.

[6] *Bozorth, R. M.* Ferromagnetism, Van Nostrand 1968.

[7] *Dahle, O.* The Torductor and the Pressductor, two magnetic stress-gauges of new type In : ASEA Research 1958, nr. 1, p. 45—68.

[8] *Ara, K., Brakas, M. J.* Inverse magnetostrictive sensitivity of martensitic stainless steel AISI—410 and its application to pressure measurements. In : TIEEE on Magnetics, vol. Mag-11 (1975), 5, p. 1352—1354.

[9] *Cișman, A., Rothenstein, B. F., Policec, A.* Fenomene fizice în metale feromagnetice solicitate. Editura Academiei RSR 1968.

[10] *Norton, H. N.* Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems Prentice Hall London 1969.

[11] *Marinescu, E.* Cu privire la generalizarea conceptului de sensibilitate magnetoelastică. În : Analele Universității Craiova 1980 nr. 8., p. 83—92.

[12] *Gherman, O., Marinescu, E.* Considerații cu privire la condițiile optime de funcționare ale unui traductor magnetoelastic. În : Analele Universității Craiova 1975 nr. 3, p. 42—46.

[13] *Marinescu, E., Arnăutu, M., Stanciu, M.* Serie de traductoare magnetoelastice pentru domeniul 0—50 tf. Preprint ICP—EP nr. 00040/1978.

[14] *Sevcenko, G. I.* Magnitoanizotropniie datciki. Energia Moskva 1967.

[15] Brevet RSR nr. 67.513

[16] *Marinescu, E.* Măsurarea forțelor variabile în timp cu traductoare magnetoelastice. Al II-lea Simpozion Național de Tensometrie Cluj-Napoca iunie 1980 vol. A p. 193—200.

CZ 621.3.045.3

CONEXIUNE INVERSĂ
ELEMENTE NELINIARE

O metodă de sinteză a neliniarităților

ROMULUS LUNGU, DORINA LUNGU * — CRAIOVA

Introducere

Metoda are la bază principiul conexiunii inverse. Pentru sinteza neliniarităţilor se folosesc, pe lîngă elementul cu zona de insensibilitate de genul II sau releul ideal şi elemente liniare cu sau fără memorie.

În cele ce urmează, se va prezenta sinteza cîtorva elemente neliniare. Metoda poate fi aplicată la sinteza oricărei neliniarităţi. Denumirile neliniarităţii sînt cele clasice, din [1].

1. Sinteza neliniarităţii cu zona de insensibilitate de genul I şi putere limitată

Pentru sistemul în circuit închis cu reacţie negativă din figura 1, se pot scrie relaţiile următoare:

$$\varepsilon = u - z, \tag{1}$$

sau:

$$u = \varepsilon + Ky. \tag{2}$$

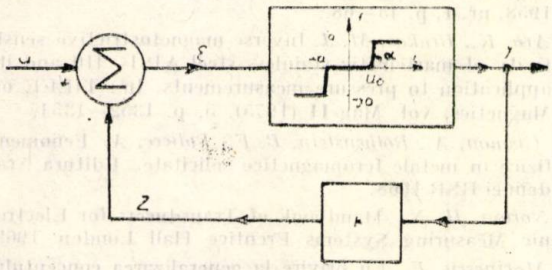


Fig. 1. Schema de sinteză a neliniarităţii cu zonă de insensibilitate de genul I şi putere limitată.

În general, avînd pe calea directă şi pe calea de reacţie blocuri ce realizează funcţiile (operatorii) f, respectiv g, se poate scrie relaţia:

$$u = f^{-1}(y) + g(y). \tag{2'}$$

Cu sistemul reprezentat în figura 1, avînd pe calea directă un element neliniar cu zonă de insensibilitate de genul II „RI2" $\left(\alpha \to \frac{\pi}{2}\right)$ şi pe calea de reacţie un amplificator cu factorul de amplificare K, se poate sintetiza o neliniaritate tip zonă de insensibilitate de genul I şi putere limitată avînd caracteristica statică din figura 2.

Din relaţia (2') rezultă:

$$g(y) = u - f^{-1}(y). \tag{3}$$

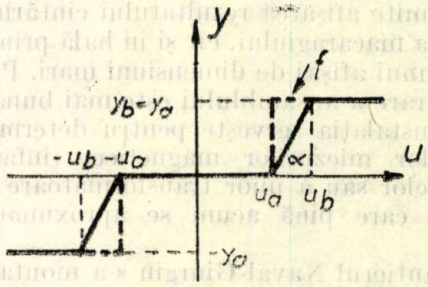


Fig. 2. Caracteristica statică a neliniarităţii cu zonă de insensibilitate de genul I şi putere limitată.

Pentru exemplul dat:

$$g(y) = Ky.$$

Pentru $u = u_b$ şi $\varepsilon = u_a$, relaţia (3) devine:

$$Ky_a = u_b - u_a,$$

$$\Rightarrow K = \frac{u_b - u_a}{y_a} = \operatorname{ctg}\alpha = \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha}.$$

2. Sinteza releului tripoziţional cu histerezis — RLYH

RLYH, avînd caracteristica neliniară din figura 3, se va sintetiza cu sistemul în circuit închis cu reacţie pozitivă din figura 4.

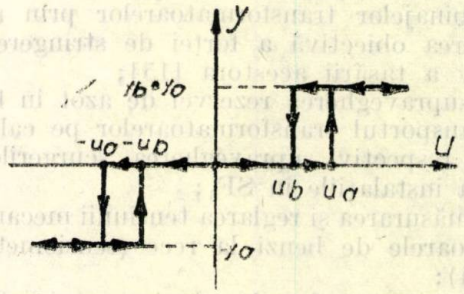


Fig. 3. Caracteristica statică a „RLYH".

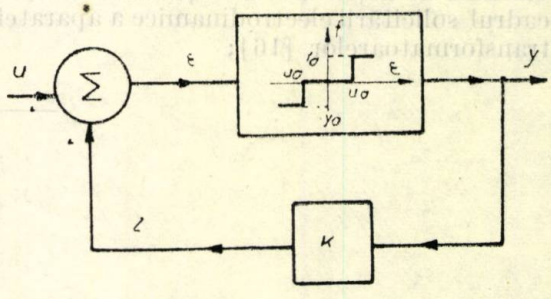


Fig. 4. Schema de sinteză a „RLYH".

* Ing. *Lungu, R.* — Fac. de electrotehnică — Universitatea — Craiova; mat. *Lungu, D.* — Combinatul chimic — Craiova.

Pentru sistemul în circuit închis cu reacție pozitivă din figura 4, se pot scrie relațiile:

$$\varepsilon = u + z = u + Ky, \tag{4}$$

$$u = \varepsilon - Ky, \tag{4'}$$

sau în general:

$$u = f^{-1}(y) - g(y). \tag{4''}$$

Funcțiile f și g au aceeași semnificație cu cele de la exemplul 1.

Pentru $u = u_b$ și $\varepsilon = u_a$, relația (4') devine:

$$u_b = u_a - Ky_a, \tag{5}$$

$$\Rightarrow K = \frac{u_a - u_b}{y_a}. \tag{6}$$

În cazul particular $u_b = -u_a$, se obține releul cu buclă de revenire avînd caracteristica statică din figura 5. Relația (6) dă valoarea factorului de amplificare al amplificatorului de pe calea de reacție, cunoscînd u_a, y_a și impunînd histerezisul $H = u_a - u_b$.

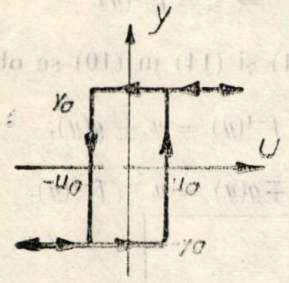


Fig. 5. Caracteristica statică a elementului cu buclă de revenire.

Avînd posibilitatea de a regla histerezisul prin modificarea factorului de amplificare K, cu ajutorul (de exemplu) unui RLYH se pot introduce, elimina sau corecta autooscilațiile unui sistem neliniar ce conține o astfel de neliniaritate, deci se poate controla regimul dinamic al sistemului neliniar [2].

3. Sinteza neliniarității tip zonă de insensibilitate de genul I cu buclă de revenire — RI1R

Folosind concluziile primelor două exemple, se va sintetiza elementul neliniar de tipul RI1R avînd caracteristica statică din figura 6.

Sistemul în circuit închis cu reacție pozitivă (din fig. 7) avînd pe calea directă un RI2, sintetizează un RLYH, iar prin introducerea unei reacții negative proporționale $\left(K_2 = \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha}\right)$ se sintetizează un RI1R.

În cazul particular: $u_b = -u_a$ $\left(K_1 = \frac{2u_a}{y_a}, K = \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha}\right)$, cu sistemul din figura 7, se poate sintetiza neliniaritatea cu caracteristica statică din figura 8.

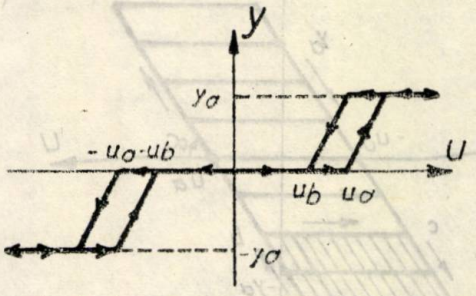


Fig. 6. Caracteristica statică a „RI1R".

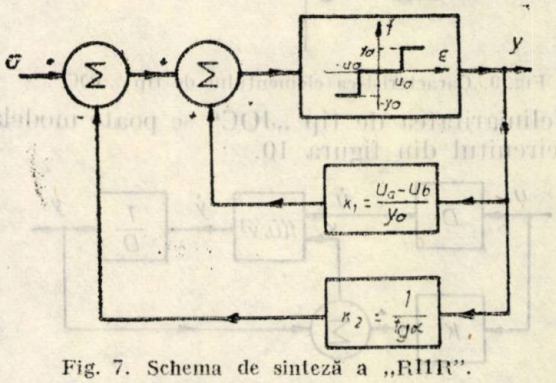


Fig. 7. Schema de sinteză a „RI1R".

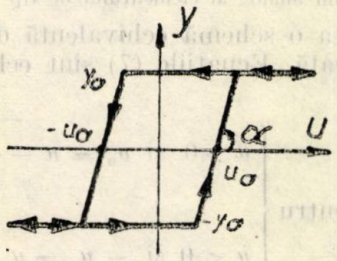


Fig. 8. Caracteristica statică a elementului de genul I cu buclă de revenire.

4. Sinteza neliniarității de tip „JOC"

Elementul de tip „JOC" are caracteristica din figura 9 și este descris de relațiile (7) din [3]:

$$\dot{y} = \begin{cases} K\dot{u} \text{ pentru} \begin{cases} \dot{u} > 0 \text{ și } v = K \cdot u_a \\ \dot{u} < 0 \text{ și } v = -K \cdot u_a \end{cases} \\ 0 \quad \text{pentru} \begin{cases} \dot{u} > 0 \text{ și } -K \cdot u_a \leqslant v < K \cdot u_a \\ \dot{u} < 0 \text{ și } -K \cdot u_a < v \leqslant K \cdot u_a, \end{cases} \end{cases} \tag{7}$$

unde:

$$v = Ku - y \text{ și } K = \operatorname{tg}\alpha,$$

$$\dot{y} = f(\dot{u}, v). \tag{8}$$

Selectarea unei poziții particulare depinde de valoarea minimă sau maximă a lui y la momentul precedent.

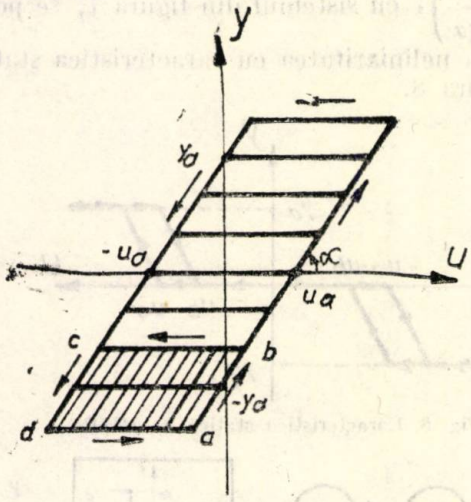


Fig. 9. Caracteristica elementului de tip „JOC".

Neliniaritatea de tip „JOC" se poate modela cu circuitul din figura 10.

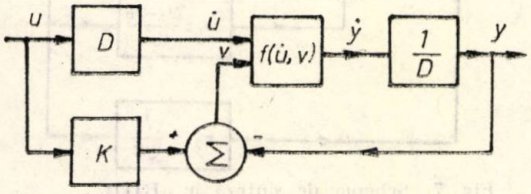


Fig. 10. Modelul analog al elementului de tip „JOC".

Se va căuta o schemă echivalentă de modelare simplificată. Ecuațiile (7) sînt echivalente cu:

$$\dot{y} = \begin{cases} K\dot{u} \text{ pentru} \begin{cases} \dot{u} > 0 \text{ și } u_a = u - \dfrac{1}{K} \cdot y \\ \dot{u} < 0 \text{ și } -u_a = u - \dfrac{1}{K} \cdot y \end{cases} \\ 0 \quad \text{pentru} \begin{cases} \dot{u} > 0 \text{ și } \dfrac{1}{K} \cdot y - u_a \leqslant u_a < \dfrac{1}{K} \cdot y + u_a \\ \dot{u} < 0 \text{ și } \dfrac{1}{K} \cdot y - u_a < u \leqslant \dfrac{1}{K} \cdot y + u_a. \end{cases} \end{cases} \tag{9}$$

Schema de sinteză a elementului de tip „JOC" este dată în figura 11.

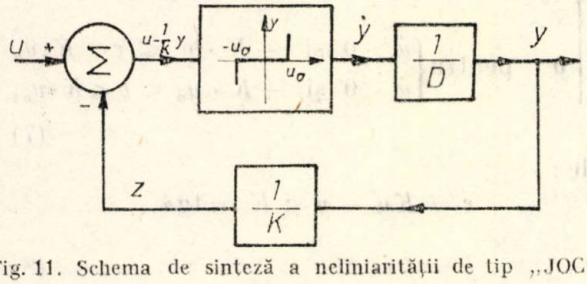


Fig. 11. Schema de sinteză a neliniarității de tip „JOC".

Această schemă poate fi înlocuită cu alta echivalentă, așa cum se va arăta mai jos.

Fie sistemul în circuit închis din figura 12, avînd pe calea directă și pe reacție blocurile ce realizează funcțiile f și respectiv g, bijective. Fiind bijective rezultă că sînt inversabile:

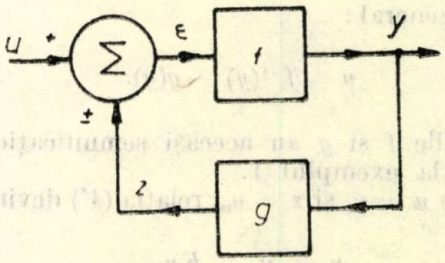


Fig. 12. Schema sistemului în circuit închis.

$$\varepsilon = u \pm z, \tag{10}$$

$$z = g(y), \tag{11}$$

$$\Rightarrow y = g^{-1}(z), \tag{12}$$

Dar:

$$y = f(\varepsilon), \tag{13}$$

$$\Rightarrow \varepsilon = f^{-1}(y). \tag{14}$$

Înlocuind (11) și (14) în (10) se obține:

$$f^{-1}(y) = u \pm g(y), \tag{15}$$

$$\Leftrightarrow \mp g(y) = u - f^{-1}(y). \tag{16}$$

Prin compunerea funcției $\pm g$ exprimată prin relația (16), cu inversa ei $\pm g^{-1}$ (la stînga), se obține:

$$y = \mp g^{-1}(u - f^{-1}(y)). \tag{17}$$

Această funcție se realizează cu sistemul în circuit închis din figura 13.

5. Exemple

5.1. Fie sistemul în circuit închis cu reacție negativă din figura 14.

Folosind rezultatele demonstrației precedente, sistemul din figura 14 se poate înlocui cu sistemul echivalent din figura 15.

Se observă că s-a eliminat elementul de tip diferențiator (derivator), greu de realizat practic cu un element de tip integrator (integrator ideal).

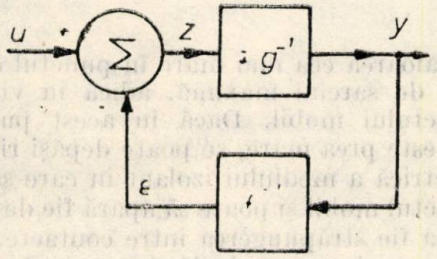


Fig. 13. Schema echivalentă a sistemului din figura 12.

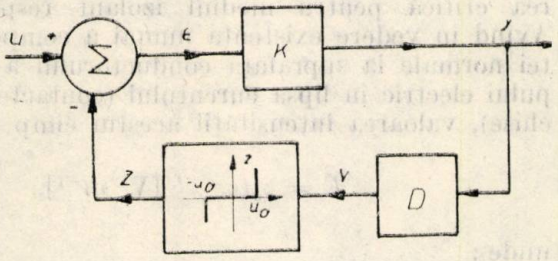


Fig. 14. Schema circuitului de la exemplul 5.1.

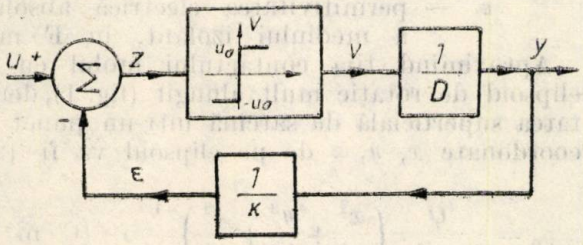


Fig. 15. Schema echivalentă a circuitului de la exemplul 5.1.

5.2. Sistemul în circuit închis cu reacție negativă din figura 11 ce modelează neliniaritatea de tip „JOC" se poate înlocui cu sistemul echivalent din figura 16.

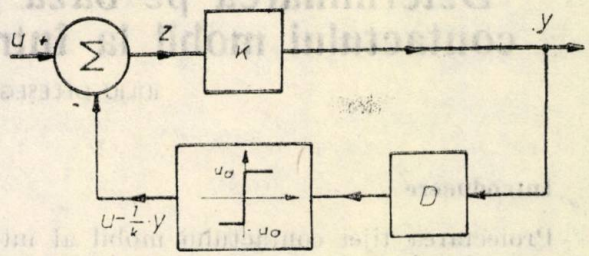


Fig. 16. Schema circuitului de la exemplul 5.2.

Pentru acest exemplu, este mai ușor de realizat circuitul din figura 11 decît cel din figura 16.

6. Concluzii

Lucrarea prezintă o metodă de sinteză (modelare) a neliniarităților. Poate fi folosită pentru construirea elementelor neliniare complexe cu ajutorul unor elemente neliniare simple, precum și pentru simularea lor pe calculator. Rezultatele teoretice obținute au fost verificate pe calculatorul numeric.

Stabilitatea sistemelor cu reacție introduse constituie subiectul altei lucrări [2].

Lucrarea de față este utilă specialiștilor din producție, precum și celor ce lucrează în cercetarea și proiectarea sistemelor automate neliniare.

Bibliografie

[1] *Krineţki, I. I.* Calculul sistemelor automate neliniare (Traducere din limb rusă), Editura tehnică. București 1964.

[2] *Belea, C.* Automatica neliniară (sub tipar) Editura tehnică. București 1982.

[3] *Netushil, A.* ș.a. Theory of automatic (Traducere din limba rusă). Moscova, 1973.

CZ 621.316.5.066 : 621.316.54

APARATE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
CONTACTE ELECTRICE

Determinarea pe bază de calcul a profilului vîrfului contactului mobil la întreruptoarele de înaltă tensiune

IULIU DELEȘEGA, IACOB SUCIU * — TIMIȘOARA

Introducere

Proiectarea tijei contactului mobil al întreruptoarelor de înaltă tensiune necesită anumite considerente de ordin geometric și funcțional. Astfel, lungimea tijei trebuie să parcurgă distanța necesară unei bune întreruperi, asigurînd întinderea pînă la stingerea arcului electric, diametrul să satisfacă condiția de stabilitate termică și mecanică impuse întreruptorului etc. În afara acestor dimensiuni vitale există altele neglijate, care prezintă importanță pentru o funcționare corectă a întreruptorului. Datorită dimensiunilor determinate empiric, în mod simplist, ale vîrfului tijei contactului mobil, solicitările electrice ale mediului dielectric în care se găsește acest contact pot atinge în urma efectului de vîrf valori necorespunzătoare care aduc prejudicii funcționării.

Pornind de la repartiția sarcinilor electrice pe suprafața conductoare a unui elipsoid, articolul de față prezintă o relație de calcul a razei de curbură a vîrfului contactului mobil aplicată la dimensiunile concrete ale cîtorva întreruptoare semnificative de fabricație indigenă, în condițiile considerării mai multor factori legați de mediu. În acest sens studiul se referă la mediile izolante de mare uzanță : aer comprimat, SF_6 și ulei.

Relația (8) prezentată în articol împreună cu alte formule de proiectare din literatură [1], oferă posibilitatea unei analize mai complete în ceea ce privește solicitările dielectricului din jurul tijei contactului mobil al întreruptoarelor de înaltă tensiune.

1. Deducerea relației de calcul

De regulă, tija contactului mobil de la întreruptoare posedă la unul din capete o piesă detașabilă ce se poate înlocui în urma uzurii produse de arcul electric. Din motivul facilitării pătrunderii contactului mobil între segmenții de contact ai tulipei contactului fix, această piesă este teșită, profilul ei avînd o anumită curbură. Sarcina electrică acumulată pe suprafața tijei contactului mobil se repartizează cu densitate variabilă, densitatea fiind mai mare în punctele care au curbura mai mare. Totodată, intensitatea cîmpului electric creat de aceste sarcini are valoarea cea mai mare în punctul cu densitatea de sarcini maximă, adică în vîrful tijei contactului mobil. Dacă în acest punct curbura este prea mare, se poate depăși rigiditatea dielectrică a mediului izolant în care se găsește contactul mobil și poate să apară fie descărcarea corona fie străpungerea între contacte. Rezultă deci necesitatea calculării razei de curbură minime din acest punct, în așa fel încît intesitatea cîmpului electric să nu depășească valoarea critică pentru mediul izolant respectiv. Avînd în vedere existența numai a componentei normale la suprafața conductorului a cîmpului electric în lipsa curentului (contacte deschise), valoarea intensității acestui cîmp este :

$$E = \rho_\sigma / \epsilon, \qquad [\mathrm{V \cdot m^{-1}}], \tag{1}$$

unde :

ρ_σ este densitatea de suprafață a sarcinii electrice, în $\mathrm{C \cdot m^{-2}}$;

ϵ — permitivitatea electrică absolută a mediului izolant, în $\mathrm{F \cdot m^{-1}}$.

Aproximînd tija contactului mobil cu un elipsoid de rotație mult alungit (fig. 1), densitatea superficială de sarcină într-un punct de coordonate x, y, z de pe elipsoid va fi [2] :

$$\rho_\sigma = \frac{Q}{4\pi a b c}\left(\frac{x^2}{a^4} + \frac{y^2}{b^4} + \frac{z^2}{c^4}\right)^{-1/2}, \qquad [\mathrm{C \cdot m^{-2}}] \tag{2}$$

în care :

Q este sarcina totală cu care este încărcat elipsoidul, în C;

a, b, c — semiaxele elipsoidului, în m.

În condițiile $a = b \approx d/2$ și $c = l/2 > d$ (unde d este diametrul contactului mobil, iar l lungimea lui), densitatea maximă de sarcină rezultă în vîrful tijei contactului mobil ($x = 0$, $y = 0$, $z = l/2$) :

$$\rho_{\sigma\max} = Q/(\pi d^2). \tag{3}$$

Din expresia generală a razei de curbură r a unei curbe plane $y(x)$:

$$r = (1 + y'^2)^{3/2} / |y''|, \tag{4}$$

se găsește raza de curbură în vîrful elipsoidului :

$$R = b^2/c, \tag{5}$$

* Ing. *Deleșega, I.* și prof. dr. ing. *Suciu, I.* — Inst. politehnic — Timișoara.

sau utilizînd relaţiile (1), (3) şi (5):

$$R = Q/(2\pi\varepsilon l\, E), \qquad [\mathrm{m}]. \qquad (6)$$

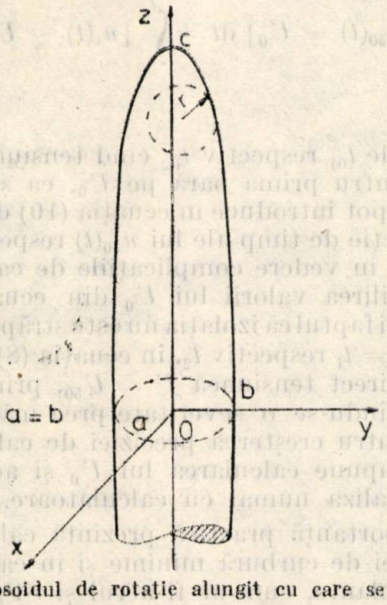


Fig. 1. Elipsoidul de rotaţie alungit cu care se asimilează profilul contactului mobil.

Cunoscînd capacitatea electrică a elipsoidului de rotaţie alungit cînd cealaltă armătură este sfera de la infinit [3]:

$$C = 2\pi\varepsilon\sqrt{l^2 - d^2}/\ \mathrm{argth}\ \sqrt{1 - (d/l)^2}, \quad [\mathrm{F}] \qquad (7)$$

şi deoarece $Q = CU/\sqrt{3}$, rezultă ecuaţia căutată pentru calculul razei de curbură minimă admisibile:

$$\sqrt{3}\ R\ E\ \mathrm{argth}\ \sqrt{1 - (2R/l)} = U\sqrt{1 - (2R/l)}. \qquad (8)$$

O problemă esenţială la utilizarea pentru dimensionare a ecuaţiei deduse rămîne alegerea valorii numerice corecte a lui E, ce poate caracteriza descărcarea corona sau rigiditatea dielectrică a mediului dintre contacte. Această valoare depinde de foarte mulţi factori: de forma de variaţie în timp a tensiunii, de polaritatea tijei contactului mobil, de calitatea prelucrării mecanice a suprafeţei vîrfului etc. Prin urmare alegerea lui E necesită cunoaşterea a foarte multor date determinate pe cale experimentală.

2. Aplicarea relaţiei de calcul

Ecuaţia (8) se poate rezolva numai prin metode numerice de calcul. Aplicînd metoda iteraţiei, se poate obţine relativ rapid soluţia urmărită, ecuaţia prezentînd o mare convergenţă.

Astfel, pentru o gamă de întreruptoare cu ulei puţin, fabricate în ţară s-au obţinut valorile minime ale razelor de curbură prezentate în tabelul 1. Rigiditatea dielectrică a uleiului s-a considerat în aceste calcule:

$$E = E_{str} = 150\ \mathrm{kV} \cdot \mathrm{cm}^{-1}.$$

Razele de curbură din tabelul 1 s-au calculat avînd în vedere solicitarea izolaţiei la mai multe tensiuni U: tensiunea nominală (U_N), tensiunea de ţinere la unda de impuls 1,2/50 (U_i) şi tensiunea de ţinere 1 min la frecvenţa industrială (U_{50}). Dintre aceste mărimi ale lui R pentru proiectare vor fi corespunzătoare valorile calculate cu $U = U_{50}$, deoarece această tensiune se aplică pe o durată de timp relativ lungă neavînd voie să se iniţieze nici un fel de proces de descărcare. Raza de curbură calculată la tensiunea $U = U_N$ va fi evident necorespunzătoare, deoarece coordonarea izolaţiei nu se face la acest nivel coborît de tensiune. Dimpotrivă, raza de curbură calculată la $U = U_i$ ar însemna o limitare prea severă, avînd în vedere şi durata foarte scurtă a impulsului de tensiune.

De altfel, se poate concepe o cale de calcul preliminar a tensiunii U care trebuie introdusă în ecuaţia (8), prin utilizarea noţiunii de „efect disruptiv al tensiunii aplicate" (ξ). Mărimea ξ are semnificaţia că tensiuni de diverse forme şi durate care au acelaşi ξ, au acelaşi efect asupra izolaţiei. Aplicînd metoda integrării (a indicelui de severitate) a lui Witzke, Bliss şi Jones, completată cu criteriul ariei egale a lui Kind,

Tabelul 1

Valorile razelor de curbură minime calculate pentru întreruptoarele cu ulei puţin

Tipul întreruptorului	IO–10–630	IO–15–630	IUP–35–1250	IO–72,5–1250	IO–110 –1600
La tens. nominală (U_N)	0,0854	0,133	0,308	0,716	1,17
La tens. de impuls (U_i)	1,9540	2,553	5,172	9,547	18,67
La tens. de frecv. ind. (U_{50})	0,7928	1,049	1,883	3,459	6,36

se obține formula efectului disruptiv al tensiunii aplicate [4] :

$$\xi = \int_{t_0}^{t} [u(t) - U_0])dt, \qquad (9)$$

în care :

$u(t)$ este tensiunea aplicată, în kV ;
U_0 — tensiunea minimă necesară declanșării oricărui proces de descărcare, în kV ;
t_0 — timpul după care $u(t)$ depășește pentru prima oară pe U_0, în μs.

Se observă că mărimea U_0 din relația (9) este tocmai tensiunea U necesară relației (8), ea fiind valoarea limită sub care în dielectric nu se inițiază nici un fel de proces de descărcare chiar la o solicitare electrică de foarte lungă durată. Pentru determinarea ei se procedează în felul următor : solicitarea la tensiunea de ținere 1 min de frecvență industrială U_{50} se consideră a fi o solicitare limită a uleiului din întreruptor, sub acțiunea căruia are loc străpungerea exact după 1 minut, adică la $t_1 = 60 \cdot 10^6$ μs. De asemenea, solicitarea la tensiunea de ținere la unda de impuls (U_i) se considera o solicitare limită, sub acțiunea căreia străpungerea are loc în momentul t_2, cînd tensiunea $u_i(t)$ s-a micșorat pînă la U_0(fig. 2).

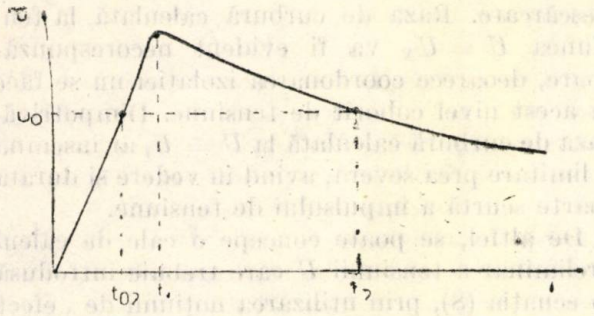


Fig. 2. Unda de impuls de tensiune cu indicarea timpilor din relația (10).

În aceste condiții, avînd același efect disruptiv cele două tensiuni, rezultă ecuația de calcul a lui U_0 :

$$\int_{t_{01}}^{t_1} [u_{50}(t) - U_0]\,dt = \int_{t_{02}}^{t_2} [u_i(t) - U_0]\,dt. \qquad (10)$$

Valorile t_{01} respectiv t_{02} cînd tensiunea depășește pentru prima oară pe U_0, ca și valorile lui t_2, se pot introduce în ecuația (10) din expresiile funcție de timp ale lui $u_{50}(t)$ respectiv $u_i(t)$.

Avînd în vedere complicațiile de calcul pentru stabilirea valorii lui U_0 din ecuația (10), precum și faptul că izolația nu este străpunsă imediat la $t = t_1$ respectiv t_2, în ecuația (8) se poate utiliza direct tensiunea $U = U_{50}$, prin aceasta neimpunîndu-se o severitate prea mărită. Oricum, pentru creșterea preciziei de calcul al lui R, se impune calcularea lui U_0 și aceasta se poate realiza numai cu calculatoare.

O importanță practică prezintă calculul valorii razei de curbură minime și în cazul altor medii izolante, cum ar fi aerul și SF_6. Pentru acestea, fiind medii gazoase, calculele se pot efectua acceptînd un E_{adm} fie în așa fel încît acesta să fie mai mic decît cîmpul critic de apariție a efectului corona (E_c), fie în așa fel încît acesta să fie mai mic decît rigiditatea dielectrică (E_{str}) a gazului respectiv. Valorile razelor de curbură corespunzătoare nivelelor de tensiune ale întreruptoarelor din tabelul 1, sînt prezentate în tabelul 2, considerînd de data aceasta ca și medii izolante aerul, respectiv SF_6.

Cele două valori ale lui E_{adm} din tabelul 2 indicate pentru fiecare gaz, se referă la limitele de apariție a efectului corona, respectiv a străpungerii totale. Se observă o creștere substanțială a valorii minime admisibile a razei de curbură odată cu creșterea tensiunii care solicită gazul, ajungîndu-se la mărimi nepotrivite pentru practică, în cazul aerului (ceea ce impune alte sisteme constructive pentru tija contactului mobil).

Tabelul 2

Razele de curbură minime în cazul mediilor aer, respectiv SF_6

U_N [kV]	Aer la 2 atm						SF_6 la 6 atm					
	E_{adm}=25,6 kV · cm^{-1}			E_{adm}=32 kV · cm^{-1}			E_{adm}= 45 kV · cm^{-1}			E_{adm}=80 kV · cm^{-1}		
	$U=U_N$	$U=U_i$	$U=U_{50}$	$U=U_N$	$U=U_i$	$U=U_{50}$	$U=U_N$	$U=U_i$	$U=U_{50}$	$U=U_N$	$U=U_i$	$U=U_{50}$
10	0,64	17,69	6,68	0,49	13,24	13,24	0,33	8,57	3,33	0,17	4,18	1,66
15	1,02	23,52	8,97	0,78	17,55	6,78	0,52	11,32	4,45	0,27	5,49	2,21
35	2,34	46,63	15,71	1,80	36,93	11,92	1,21	22,63	7,86	0,62	11,07	3,94
72,5	5,69	92,61	30,45	4,35	68,53	22,90	2,90	43,66	14,92	1,48	20,85	7,35
110	9,60	198,60	59,61	7,31	144,73	44,37	4,84	90,28	28,50	2,44	41,86	13,77

În figura 3 sînt reprezentate soluțiile ecuației (8) în vederea oferirii proiectanților a unei alegeri rapide a razei de curbură. De exemplu, dacă tija contactului mobil va aparține unui întreruptor de înaltă tensiune cu ulei puțin, avînd $U_N = 110$ kV, și deci $U_{50} = 230$ kV, iar lungimea $l = 800$ mm, rezultă pentru $U = U_{50}$ adică $U/l = 28{,}75 \cdot 10^4$ $V \cdot m^{-1}$ un $2R/l = 15{,}91 \cdot 10^{-3}$, deci raza minimă de curbură trebuie să fie mai mare decît 6,36 mm.

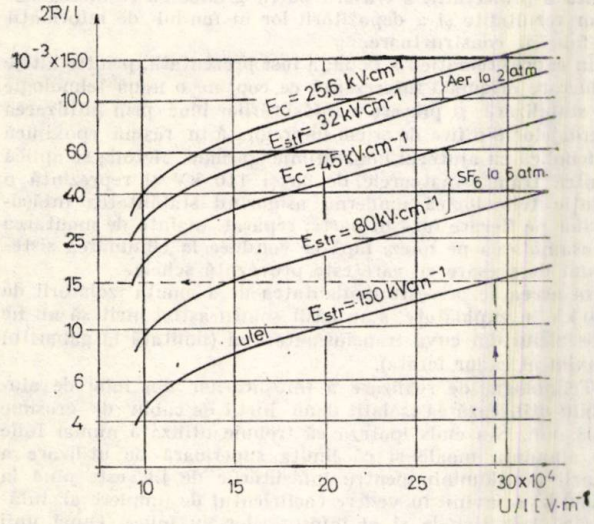


Fig. 3. Familia de curbe pentru determinarea razei de curbură minimă admisibile funcție de tensiune pentru diverse medii izolante : E_c — limita de apariție a efectului corona, E_{str} — rigiditatea dielectrică.

3. Concluzii finale

Pe baza concluziilor parțiale scoase în evidență la paragrafele anterioare se constată că pentru o proiectare judicioasă a tijei contactului mobil, calculul razei de curbură a vîrfului acestuia determinată cu ajutorul relației (8) poate servi la o proiectare pe o bază matematică, eliminîndu-se adoptarea unor forme constructive admise arbitrar. Desigur, profilul obținut pe baza calculului propus nu exclude aportul ce-l aduce cercetarea experimentală de laborator, în vederea proiectării definitive a vîrfului tijei. În acest sens calculul preconizat implică utilizarea unor date experimentale care se referă foarte precis la parametrii de material și mediu corespunzător unei situații date.

Bibliografie

[1] *Tușaliu, P., Bălășoiu, T., Dinu, I., Chelaru, R.* Asupra repartiției cîmpului electric la întreruptorul tip ICA — — 7,2 kV/400 A, pentru celula antigrizutoasă, în E.E.A. Electrotehnica an **29**, nr. 8 noiembrie/1981, p. 328—334.

[2] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.

[3] *Simonyi, K.* Elméleti villamosságtan, Tankönyvkiadó, Budapest, 1973.

[4] *Caldwell, R. O., Darveniza, I.* Experimental and analytical studies of the effect of non — standard waveshapes on the impulse strength of external insulation, în IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS **92**, No. 4 iul/aug. 1973, p. 1420—1428.

NOTĂ

1. Articolul „Cicloconvertizoare cu dublă alimentare“ apărut în EEA — Electrotehnica nr. 4, mai 1982, p. 157, are un singur autor : Ioan Désiré Suceveanu.
2. La același articol, p. 162 la [3] bibliografie se va citi : „Referat la teza de doctorat“ în loc de „Teză de doctorat“.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

Conferința tehnică științifică de transformatoare Interelectro 1982

În Republica Socialistă Cehoslovacă, la Plsen, a avut loc Conferința tehnică științifică în domeniul transformatoarelor, între 24—29 mai 1982, cu participarea delegaților din țările socialiste — eveniment de primă importanță în ceea ce privește evaluarea progresului realizat în construcția transformatoarelor electrice.

Conferința a abordat următoarele tematici :

1. Optimizarea construcției transformatoarelor. Metode de calcul și criterii de apreciere a nivelului tehnic. Propuneri pentru standardizare (27 referate).

2. Tehnologia de fabricație a transformatoarelor și căile de perfecționare a ei. Materiale utilizate în realizarea transformatoarelor și uzinarea lor (8 referate).

3. Încercările, profilaxia și protecția transformatoarelor (26 referate).

Au fost susținute în total 61 referate din cele 69 trimise țării organizatoare. Delegația română a prezentat patru referate din care două la tema nr. 1, elaborate de I.C.P.E. București, două la tema nr. 3. realizate de CCSIT — Electroputere — Craiova :

— Proiectarea seriei unitare de transformatoare trifazate uscate de joasă tensiune.

— Autotransformator reactor pentru pornirea compensatoarelor sincrone.

— Unele aspecte privind defectoscopia izolației transformatoarelor la încercarea cu undă de impuls tăiată în condițiile utilizării eclatorului de tăiere multiplu.

— Încercarea izolației transformatoarelor de putere și măsură cu impulsuri de comutație la punerea în funcțiune și în exploatare.

La prima tematică toate țările participante au trimis lucrări cu un bogat conținut de date privind calculul, proiectarea și optimizarea construcției transformatoarelor prin utilizarea calculatoarelor electronice.

În cadrul problemelor de optimizare, avînd la bază diferite criterii, s-au remarcat programele de calcul întocmite pentru transformatoarele trifazate în ulei (seria de tensiuni pînă la 20 kV și cea cu tensiuni cuprinse între 10 și 110 kV) și pentru transformatoarele trifazate uscate (seria unitară de joasă tensiune cu puteri pînă la 315 kVa și transformatoarele pentru redresoare). Criteriul de optimizare frecvent adoptat a ținut seama de costul minim al materialelor componente ale părții active.

Categoria problemelor de optimizare a tratat și unele aspecte particulare privind numai miezul magnetic, înfășurările transpuse, izolația între înfășurări, precum și alte elemente constructive.

În paralel, au fost abordate unele aspecte ale calculului termic al înfășurărilor și ale capacității de suprasarcină a transformatoarelor în ulei. Nu a fost neglijată nici abordarea unor fenomene conexe ca : pierderile suplimentare în cazul diferitelor tipuri de bobinaje inclusiv în înfășurările de folie, încălzirile locale datorate fluxului de dispersie (în schelă, cuvă etc.), rezistența hidrodinamică a circulației uleiului ș.a. Cîteva lucrări au dezvoltat subiectul forțelor electrodinamice, în special ale celor axiale, în cazul înfășurărilor cilindrice și alternate. Este necesar să se perfecționeze metodele principale de calcul ale cîmpului magnetic (numerice, analitice, de modelare) și de determinare mai exactă a temperaturii punctului celui mai cald pe baza ecuațiilor cîmpului termic în regim nominal de funcționare, precum și în cel de suprasarcină.

Tot în cadrul acestei tematici s-au prezentat performanțele a noi tipuri și construcții de transformatoare de putere : cu înfășurări de aluminiu, cu reglaj sub sarcină, ermetice, autotransformatoarele reactoare pentru pornirea compensatoarelor sincrone.

Cu deosebit interes a fost primită lucrarea în care au fost comunicate rezultatele utilizării căldurii datorate pierderilor la transformatoarele de mare putere și înaltă tensiune, în scopuri utile, cum ar fi încălzirea unor ateliere și încăperi, pe timp de iarnă, în stațiile de transformare.

Acțiunea de tipizare a transformatoarelor pentru convertizoare și a reactoarelor se justifică din punct de vedere tehnico-economic.

O problemă deosebit de importantă rămîne creșterea fiabilității și economicității transformatoarelor odată cu creșterea performanțelor.

Actualmente calculatoarele electronice (cu anexele lor) au devenit un instrument de lucru eficace și necesar la cercetarea și proiectarea transformatoarelor, nu numai în ceea ce privește calculul de rutină, ci și pentru asistarea permanentă a proiectării, a trasării părții grafice cu reținerea datelor rezultante și a depozitării lor în fondul de informații al fabricii constructoare.

În cadrul tematicii a doua, a fost prezentată, printre altele o lucrare originală interesantă ce conține o nouă tehnologie de stabilizare și presare a înfășurărilor-bloc prin utilizarea bandajelor din fire de sticlă impregnată în rășină epoxidică și fenolică cu ajutorul unor utilaje speciale. Metoda se aplică pentru transformatoarele de 35 și 110 kV și reprezintă o soluție tehnologică modernă asigurînd stabilitatea înfășurărilor pe fiecare fază în parte, separat, înainte de montarea și asamblarea pe miez, fapt ce conduce la eliminarea sistemului de presare cu care este prevăzută schela.

În aceea ce privește modalitatea de a monta izolatorii de 400 kV în exploatare, s-au găsit soluții astfel încît să nu fie scos uleiul din cuva transformatorului (limitată la gabaritul maxim al căilor ferate).

Tehnologia de realizare a înfășurărilor din folie de aluminiu utilizează ca izolații două hîrtii de cablu de grosime 0,08 mm. S-a emis ipoteza că trebuie utilizată numai folie de aluminiu moale și că limita superioară de utilizare a benzii de aluminiu pentru înfășurările de j.t. este pînă la 1 000 kVa (avînd în vedere coeficientul de umplere al înfășurării tradiționale și al înfășurărilor cu folie). După unii autori limita de utilizare optimă este pînă la puteri de 250—400 kVa. Utilizarea foliei de aluminiu moale pentru transformatoare de puteri 1 000—1 600 kVA ar putea fi dezavantajoasă din două motive : ambalarea și transportul foliei sînt greoaie și bobina din folie moale nu prezintă proprietățile unei bobine rigide (în acest sens este utilă folosirea benzii de aluminiu tare, utilizată în unele țări pentru realizarea modelelor cu puteri de 1 000 kVA).

Ca o concluzie la ultima tematică, metodele actuale și încercările de diagnosticare vor trebui perfecționate în următoarele direcții :

— introducerea la scară largă a analizei gazelor uleiului pentru toate transformatoarele mari ;

— dezvoltarea măsurătorilor de diagnosticare acustică a semnalelor (pentru determinarea descărcărilor parțiale), spectrului de vibrații (pentru depistarea defectelor circuitului magnetic), reacției la unde scurte (pentru depistarea deformațiilor înfășurărilor) ;

— automatizarea măsurătorilor de diagnosticare ;

— diferențierea volumului de măsurători de diagnosticare în funcție de puterea și tensiunea transformatoarelor ;

— examinarea volumului de măsurători tradiționale în scopul eliminării metodelor greoaie și de eficacitate redusă.

Rezolvarea problemelor sus-menționate permite creșterea capacității de diagnosticare, deci și a fiabilității transformatoarelor în funcționare.

Din lucrările prezentate a reieșit experiența vastă a fabricanților și utilizatorilor transformatoarelor de putere din țările participante Interelectro.

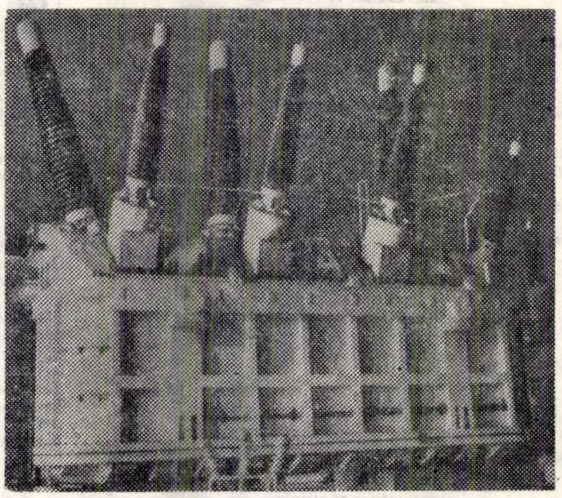
Conferința tehnică științifică de transformatoare — Interelectro — 1982 s-a finalizat cu o vizită la întreprinderea de transformatoare SKODA, care are veche tradiție în domeniul construcției de mașini.

În concluzie, se poate afirma că lucrările conferinței de transformatoare au atins o înaltă valoare științifică, remarcîndu-se totodată, și o foarte bună organizare a ei.

Mereanu Adrian
I.C.P.E. — București

Intreprinderea „Electroputere" Craiova

asigură necesitățile diverselor ramuri industriale, livrînd transformatoare și autotransformatoare de putere, realizate pe baza concepției Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere".



Din gama de transformatoare executate pt. orice tip de climat, pt. temperaturi ale mediului cuprinse între — 40°C și + 55°C livrăm, printre altele :

— transformatoare și autotransformatoare monoși trifazate în ulei, cu sau fără reglaj sub sarcină, avînd puteri cuprinse între 1,6 MVA și 400 MVA și tensiuni între 6 și 400 kV;

— transformatoare și autotransformatoare monofazate și trifazate de tip uscat pentru uz general;

— transformatoare trifazate pentru funcționare în medii explozive sau periculoase ;

— transformatoare pt. alimentarea cuptoarelor electrice cu arc de la 1,5 t . . . 100 t/șarjă ;

—transformatoare pentru alimentarea cuptoarelor electrice cu inducție;

—transformatoare și autotransformatoare de reglaj;

— transformatoare pentru locomotive electrice;

— transformatoare pt. stații de tracțiune;

— transformatoare pt. alimentarea instalațiilor de redresare;

— bobine de simetrizare și de șoc;

— comutatoare de reglaj sub sarcină.

Pentru alegerea, comanda, precizarea caracteristicilor, obținerea literaturii de prezentare și a celei de însoțire a unui produs, se pot obține informațiile corespunzătoare de la :

— **IEPC** : Intreprinderea „Electroputere" Craiova

— **CCSIT** —**EP** : Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere"

Calea București nr. 144, cod 1100, Craiova, jud. Dolj

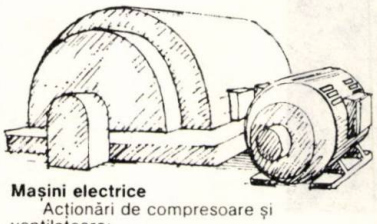
AEG-TELEFUNKEN

Sistemele noastre industriale funcţionează pet tot globul

Prezentarea produselor noastre, care dau un randament maxim, exprimă pe scurt ceace vă putem oferi

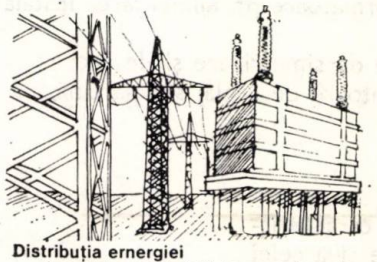
Tehnica căilor ferate si a traficului rutier

Echipamente electrotehnice pentru locomotive, automotoare şi vehicole pentru traficul local;
Echipamente electrotehnice pentru vagoane şi autobuze;
Iluminarea rutelor de trafic;
Instalaţii şi sisteme pentru alimentarea cu curent pentru căi ferate;
Reţele pentru căi ferate;
Sisteme pentru controlul obiectelor la vamă;
Sisteme şi aparate pentru deservirea călătorilor;
Sisteme de informare a călătorilor;
Sisteme pentru protecţia traficului şi pentru automatizarea căilor ferate;
Sisteme pentru staţii de parcare şi pentru staţii de expediere;
Tehnica de semnalizare pentru traficul rutier;



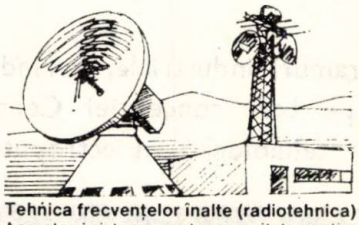
Maşini electrice

Acţionări de compresoare şi ventilatoare;
Centrale electrice acţionate de motoare diesel;
Centrale hidroelectrice;
Generatoare de curent; fixe, mobile, acţionate cu motoare cu ardere internă (benzină, motorină, gaz);
Grupuri convertizoare de curent;
Grupuri electrogene pentru cazuri de avarii;
Motoare trifazate, pentru curent alternativ, curent continuu şi generatoare de curent continuu de toate mărimile;



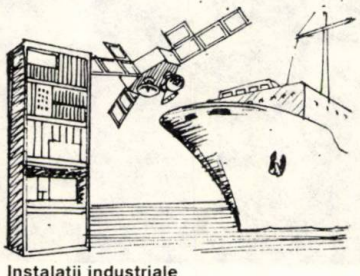
Distribuţia ernergiei

Aparataje şi instalaţii de conectare de înaltă tensiune;
Aparataje de protecţie a reţelelor şi a maşinilor electrice;
Bobine Petersen;
Conexiuni de curent de mare intensitate;
Instalaţii de compensare de curent reactiv;
Linii aeriene de curent tare;
Proiectarea reţelelor;
Tablouri principale de comandă şi distribuţie;
Transformatoare de măsură, descărcători de supratensiune, transformatoare mici, bobine de reactanţă şi transductoare;



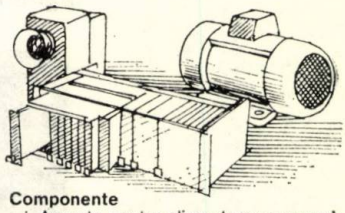
Tehnica frecvenţelor înalte (radiotehnica)

Aparate şi sisteme pentru securitatea naţională;
Instalaţii de control şi de radiogoniometrie;
Sisteme radar pentru controlul şi supravegherea spaţiului aerian şi al apelor teritoriale;
Sisteme de radiotelefonie şi de transmitere a datelor;
Staţii de emisie şi de recepţie pentru legături multilaterale, staţii de emisie pentru radio şi televiziune;



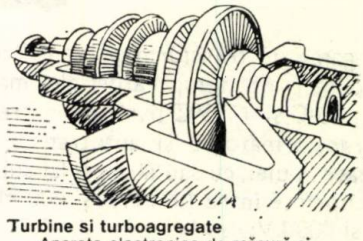
Instalaţii industriale
Construcţii navale
Instalaţii şi aparate de tehnica speciala

Echipamente industriale electrotehnice complecte inclusiv instalaţiile de automatizare pentru toate ramurile industriale cum ar fi: Exploatări miniere, producţia de fier şi oţel, industria chimică, industria prelucrătoare, industria cimentului, aparate de ridicat, construcţii hidrotehnice din oţel, staţii de alimentare şi de depunere, instalaţii de control şi încercare, gospodărirea apelor şi a gazalor, precum şi instalaţii pentru protecţia mediului înconjurător;
Echipamente tehnice pentru construcţii civile şi industriale;
Comenzi numerice pentru maşini unelte;
Instalaţii pentru circulaţie inclusiv tehnica dirijării circulaţiei;
Sisteme pentru automatizarea reţelelor;
Sisteme de prelucrare a datelor şi tehnica automatizării industriale;
Fotoelectronica;
Echipamente electrotehnice inclusiv instalaţii de automatizare pentru nave de orice tonaj şi instalaţii offshore (insule plutitoare);
Turbine principale şi auxiliare;
Maşini de condus nave;
Sisteme de stabilizare a navelor;
Acţionări electrice pentru comanda elicei;
Aparate şi sisteme de optronică;
Sisteme pentru reţele şi sisteme de bord pentru avioane şi vehicole militare;
Aparate şi sisteme pentru avionică;
Echipamente electrotehnice pentru aerogări;
Instalaţii de supraveghere automată a terenurilor libere;
Sisteme de comandă şi reglaj pentru scopuri militare şi civile;
Aparataj militar şi pentru nave militare;
Aparate şi instalaţii pentru zboruri cosmice;
Generatoare solare terestre şi instalaţii de alimentare cu energie electrică neconvenţionale;
Instalaţii de încercare şi simulare pentru sisteme solare;
Aparataj medical inclusiv radioterapie;
Mijloace ajutătoare pentru invalizi;



Componente

Aparate pentru alimentare cu curent electric;
Aparate de comandă de joasă tensiune;
Dulapuri de comandă şi tablouri de distribuţie;
Elemente şi grupuri tipizate cu semiconductori de putere;
Elemente şi unităţi electronice de comandă;
Elemente şi aparate electrohidraulice;
Instalaţii şi aparate redresoare pentru tensiuni înalte şi curenţi de înaltă intensitate;
Redresoare pentru acţionări speciale şi pentru alte aplicaţii;
Tehnica funcţionării standardizată a redresorilor;
Tehnica vibraţiilor şi a sudurii;



Turbine si turboagregate

Aparate electronice de măsură şi control pentru turbine;
Electronică pentru uzul propriu şi instalatii de dirijare pentru centrale electrice acţionate cu turbine cu aburi sau cu gaz, staţii de pompare (pipeline), staţii pentru desalinarea apei de mare sau tehnologii similare;
Staţii de comprimare şi pompare, acţionate cu turbine cu gaz;
Turbine cu aburi şi turboagregate;
Turbine cu gaz şi turboagregate.

AEG

AEG-TELEFUNKEN
Biroul Reprezentanţei în Bucureşti
Str. Sevastopol 13-17, App. 405
Tel.: 59 20 22
Telex: 10477 aegvbr
78118-Bucureşti
România

AVS. WAK 1555 R

1983 APR 21

electroexportimport

Offers its foreign partners a wide range of high-quality electrotechnical products
power and voltage transformers up to 400 kV, and distribution transformers ·
high-voltage apparatus up to 400 kV;
alternative and continuous current motors, special and micro-motors;
power, telephone, signalling and winding electric cables and mains ;
electric insulation materials ;
- accumulators, electric piles and batteries ;
- generating sets, welding converters powered by electric motors or heat engines , appar
for oxyacetylene welding ;
elevators for persons and goods ,
low-voltage apparatus and material for electric installations ;
electro-magnetic recording cassettes ;
lamp fittings for inside, outside and public lighting ;
- incandescent, fluorescent, mercury vapour lamps, normal, special, car lamps, etc.
household electric appliances (refrigerators, washing machines, vacuum cleaners, electric heat
oil heaters, coffee-mills, hair driers etc.) ;
electric handtools ;
- assembly lines for electrotechnical items.
- licenses, Romanian patents, trademarks, surveys, designs, know-how, engineering, technolo
assembly, technical assistance, personel training and services in the field of electrotechnical
dustry.

For more technical-commercial
information, please contact our specialists
ELECTROEXPORTIMPORT
133, Calea Victoriei
Bucharest - Romania
Phone 50 28 70
Telex 11388

E 2040
Electrot. Vichot
R
REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • Nr. 8 • NOIEMBRIE 1982

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 30 Nr. 8 noiembrie 1982

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.311.24 : 621.313.12
CENTRALE EOLIENE
GENERATOARE ELECTRICE
AUTOMATIZĂRI IN ENERGETICĂ

Budişan, N., Trica, N., Stern, M. : **Caracteristici de funcţionare, în agregatele aeroelectrice, în regimuri suprasincrone şi / sau subsincrone, a generatoarelor asincrone cu reglare automată a factorului de putere şi a turaţiei.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 337

Utilizînd un model matematic liniarizat al maşinii asincrone, au fost calculate, apelînd la serviciile calculatorului electronic, caracteristicile de funcţionare, în agregatele aeroelectrice, a generatorului asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă şi/sau subsincronă, în cazul asigurării reglării automate a factorului de putere şi a turaţiei. Sînt prezentate caracteristicile calculate şi se analizează implicaţiile acestora asupra eficienţei reglării, a puterii instalate a echipamentelor, asupra sistemului de reglare.

CZ 621.3.011 : 538.221
EFICIENŢĂ GLOBALĂ
SISTEM COMPLEX

Lăzăroiu, D. F., Bacivarof, I. C. : **Eficienţa globală a sistemelor complexe.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 341

Se introduce noţiunea de eficienţă globală a unui sistem complex, mărime vectorială ale cărei componente sînt : disponibilitatea, fiabilitatea, mentenabilitatea, securitatea şi credibilitatea. Importanţa fiecăreia dintre componente variază în funcţie de tipul şi utilizarea sistemului analizat. În lucrare sînt definite — pornind de la tranziţiile care pot avea loc între stările posibile ale unui sistem — fiecare dintre componentele eficienţei globale enumerate anterior. Enunţurile se concretizează pe un exemplu referitor la un sistem cu detecţie de tip hardware a defecţiunilor.

CZ 621.332.06 : 621.315.654.2
PARAMETRI LINEICI
COMUTAŢIA LINIILOR ELECTRICE IN GOL
INTRERUPTOARE DE INALTĂ TENSIUNE

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T. : **Determinarea supratensiunilor care apar la conectarea liniilor electrice de înaltă tensiune în gol utilizînd întreruptoare de tip 10—245 kV/1 600 A.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 344

Lucrarea prezintă metode analitice, numerice şi rezultate experimentale privind determinarea supratensiunilor la conectarea în gol a liniei electrice aeriene Făi-Gutinaş (Suceava) cu ajutorul unui întreruptor de tip 10—245 kV/1600 A

CZ 519.63-7 : 537.811.344
COMPARAŢIE METODE NUMERICE
CALCUL CÎMP MAGNETIC

Gherman, Gh. : **Comparaţie între metoda diferenţelor finite şi metoda elementelor finite utilizate în calculul cîmpului magnetic staţionar.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 355

În lucrare se efectuează o comparaţie între metoda diferenţelor finite şi metoda elementelor finite utilizate în calculul cîmpului magnetic staţionar, arătîndu-se unele din avantajele şi dezavantajele lor.

CZ 620.9 : 621.385.8.355
ILUMINAT FLUORESCENT
ECONOMIE DE ENERGIE

Ivanovici, C., Popescu, A. : **Tendinţe şi probleme actuale cu privire la introducerea iluminatului fluorescent în clădiri de locuit.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 359

Materialul dezbate problema economiei de energie electrică ce s-ar obţine prin introducerea pentru iluminatul dependinţelor şi holurilor comune ale noilor blocuri de locuinţe, a lămpilor fluorescente.

CZ 621 314.263.359
MULTIPLICATOR DE FRECVENŢĂ
PROIECTARE, OPTIMIZARE

Ghiţă, C., Toma, M. : **Proiectarea optimă a multiplicatorului feromagnetic de frecvenţă de ordinul opt.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 365

Lucrarea prezintă o metodică de proiectare optimă a multiplicatorului feromagnetic de frecvenţă de ordinul opt, astfel încît greutatea lui să fie minimă. Exemplul de calcul, ilustrează modul de aplicare practică a metodicii de proiectare prezentate.

CZ 681.142 : 512.365
ECUAŢII DE STARE
ALGEBRĂ STRUCTURALĂ

Pasăre, S. : **Scrierea ecuaţiilor de stare în forma operaţională folosind algebra numerelor structurale.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p 370

Articolul expune o nouă metodă de scriere a ecuaţiilor de stare în forma operaţională pe baza algebrei numerelor structurale, analizînd cazurile circuitelor liniare cu şi fără elemente reactive în exces.

CZ 621.39
SISTEME LOGICE TERNARE
CODURI TERNAR-ZECIMALE

Cernian, O. : **Algoritme pentru adunarea şi scăderea ternar-zecimală.**

E.E.A. — Electr otehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 373

Dezvoltarea sistemelor logice ternare a determinat studiul aritmeticii ternare şi a codurilor ternar-zecimale pentru reprezentarea numerelor în dispozitive de calcul şi control.

Lucrarea analizează diverse modalităţi de codificare ternară a numerelor zecimale, proprietăţile şi utilizările codurilor respective. Sînt elaborate algoritmele pentru adunare şi scădere în cazul anumitor coduri ternar-zecimale şi se prezintă cîteva configuraţii de structuri de sumatoare ternar-zecimale.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.311.24 : 621.313.12

ВЕТРОВЫЕ СТАНЦИИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ
АВТОМАТИЗАЦИИ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Будишан, Н., Трика, Н., Стерн, М.: **Рабочие характеристики асинхронных генераторов с автоматическим регулированием коэффициента мощности и скорости вращения, в воздушноэлектрических агрегатах, при надсинхронных и/или подсинхронных режимах.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 337

При использовании линиаризованной математической модели асинхронной машины, были определены с помощью ЭВМ, рабочие характеристики асинхронного генератора при надсинхронной и/или подсинхронной работах, в случае обеспечения автоматического регулирования коэффициента мощности и скорости вращения.

В статье представляются также расчитанные характеристики и анализируются их влияния на эффективность регулирования, установленную мощность оборудования, а также на систему регулирования.

УДК 621.3.011 : 538.221

ГЛОБАЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ
КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА

Лэзэрою, Д. Ф., Бачиваров, И. К.: **Глобальная эффективность комплексных систем.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 341

Вводится новое понятие глобальной эффективности комплексной системы векторной величины, компонентами которой являются: готовность, надежность, ремонто-приготовность, охранность и уверенность.

Значение каждого из этих компонентов варьирует в зависимости от типа и использования анализируемой системы. В работе определяется — исходя из переходов, которые могут состояться между возможными состояниями системы — каждый вычислительный вышеуказанный компонент глобальной эффективности.

Формулировки были приведены примером относящимся к системе детектирования типа „Hardware" дефектов.

УДК 621.332.06 : 621.315.654.2

ЛИНЕЙНЫЕ ПАРАМЕТРЫ
ПОДКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ
ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Тушалиу, П., Фирэнеску, М., Бэлэшою, Т.: **Определение сверхнапряжений, появляющихся при включении электрических линий высокого напряжения при холостом ходе, используя выключатели типа 10—245 кВ/1 600 А.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 344

В работе представляются аналитические числовые методы и экспериментлаьные результаты по определению сверхнапряжений при холостом подключении воздушной электрической линии «Фай Гутинаш» (Сучава) с помощью выключателя типа 10—245 кВ/1600 А.

УДК 519.63 — 7 : 537.811

СРАВНЕНИЕ — ЧИСЛОВЫЕ МЕТОДЫ
РАСЧЁТ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Герман, Г.: **Сравнение между методами конечных разностей и конечных элементов, применяемых для расчёта стационарного магнитного поля.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 355

В работе представляется сравнение между методами конечных разностей и конечных элементов, используемых для расчёта стационарного магнитного поля, указывая их невыгоды и преимущества.

УДК 620.9 : 620.385.8

ФЛУОРЕСЦЕНТНОЕ ОСВЕЩЕНИЕ
ЭКОНОМИЯ ЭНЕРГИИ

Иванович, К., Попеску, А.: **Актуальные тенденции и вопросы относительно применения флуоресцентного освещения для жилых помещений.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 359

В статье представляется вопрос экономии электрической энергии, которая могла быть получена путём использования флуоресцентных ламп для дополнительных помещений и общих коридоров новых жилых многоэтажных домов.

УДК 621.314,.263

ЧАСТОТНЫЙ МНОЖИТЕЛЬ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ, ОПТИМИЗАЦИЯ

Гицэ, К., Тома, М.: **Оптимальное проектирование ферромагнитного частотного множителя порядка восемь.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 365

В работе представляется методика оптимального проектирования ферромагнитного множителя частоты порядка — восемь, таким образом, чтобы его вес был минимальным. Приведенный в работе пример, иллюстрирует способ практического применения данной методики проектирования.

УДК 681.142.512

УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ
СТРУКТУРНАЯ АЛГЕБРА

Пасэре, С.: **Писание уравнений состояния в операционной форме, применяя алгебру структурных чисел.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 370

В статье представляется новый метод писания уравнений состояния в операционной форме на основе алгебры структурных чисел, рассматривая случаи линейной схемы с и без избыточных реактивных элементов.

УДК 621.39

ТРОИЧНЫЕ ДЕСЯТИЧНЫЕ СИСТЕМЫ
ТРОИЧНО-ДЕСЯТИЧНЫЕ КОДЫ

Черняк, О.: **Алгоритмы для сложения и вычитания троично-десятичных цифр.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, № 8, ноябрь 1982, стр. 373

Развитие троичных логических систем вызвало изучение троичной арифметики и троично десятичных кодов для представления цифр в вычислительных и управляющих устройствах.

В статье рассмотрены различные способы троичного кодирования десятичных цифр, свойства и употребления этих кодов. Развиты алгоритмы сложения и вычисления для некоторых троично-десятичных кодов и предлагаются структуры троично-десятичных сумматоров.

INHALT

DK 621.311.24 : 621.313.12

ÖLISCHES KRAFTWERKE
ELEKTRISCHE GENERATOREN
AUTOMATISATION IN DER ENERGETIK

Budişan, N., Trica, N., Stern, M.: **Funktionscharakteristiken, in den luftelektrischen Gefüge, in suprasynchrone Bereiche und/oder untersynchrone Bereiche der Asynchrongeneratoren mit automatischer Einstellung des Kraft — und Drehfaktors.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 337

Es wird ein mathematisches liniares Model der Asynchronmaschine verwendet, wobei die Funktionscharakteristiken berechnet werden undgwar in den luftelektrischen Gefüge des Asynchrongenerators, der in suprasynchronen oder/und untersynchronen Kaskade funktioniert und dieses geschicht im Fall der automatischen Einstellung des Kraft — und Drehfaktors. Es werden die berechneten. Charakteristiken dargestellt und es werden gleichfalls die Implikationen der jenigen auf die Regelungskraft der eingestellt Ausrüstungskraft und auf das Reglierungssystem analysiert.

DK 621.3.011 : 538.221

GESAMTKRAFT
KOMPLEXES SYSTEM

Lăzăroiu, D. F., Bacivarof, I. C. : **Die Gesamtkraft der komplexen Systeme.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 341

Es wird die Beuennung Gesamtkraft eines komplexen Systems eingeführt vektoriale grösse dessen Komponente folgente sein können : Dargebot, Zuverlässigkeit, Wartung Sicherheit und Glaubwürdigkeit Die Bedeutung jeder dieser Komponente variiert von einem Fall zur anderen hinsichtlich der Art und der Anwendung des analysierten Systems. Die Arbeit definiert jede dieser Gesamtkraftkomponenten, in dem sie von den Übergängen die in jedwelchem Stand eines Systems stattfinden, ausgeht. Die Aussagen konkretisieren sich auf einem Beispiel eines Systems mit Gleichrichtung vom Typ Hardware.

DK 621.332.06 : 621.315.654.2

PARAMETER DER ELEKTRISCHEN LINIEN
SCHALTUNG DER ELEKTRISCHEN LINIEN IN DIE LECRE
HOCHSPANNUNGSCHALTER

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T. : **Bestimmung der Supraspannungen, die beider Schaltung der elektrischen Linien von Hichspannung in die Leere erscheinen wobei die Schalter vom Typ 10—245 kV/1 600 A aungewendet werden.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 344

Die Arbeit Stellt analytische, numerische Methoden und Testergebnisse hinschtlich der Supraspannugsbestimmung in der Lecrschaltung der elektrischen Luftlinien Făi-Gutinaş (Suceava) mit Hilfe eines Schalters des Typs 10—245 kV/1600 A dar.

DK 519.63 — 7 : 537.811

VERGLEICH NUMERISCHER METHODEN
BERECHNUNG DES MAGNETISCHEN FELDES

Gherman, Gh. : **Vergleich zwischen der Methode der finiten Differenzen und der Methode der finiten Elemente, die in der Berechnung des stationären magnetischen Feldes verwendet wird.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, Nr. 8, Nov 1982, S. 355

Die Arbeit Stellt einen Vergleich zwischen der Methode der finiten Differenzen und der Methode der finiten Elemente, die in der Berechnung des stationären magnetischem Feldes verwendet wird, wobei einige Vorteile und Nachteile gezeigt werden, dar.

DK 620.9 : 621.385.8

FLUOREZSENZLICHTBELEUCHTUNG
KRAFTERSPARNIS

Ivanovici, C., Popescu, A. : **Aktualitätsprobleme bezüglich der Einführung der Fluoreszenzlichtbeleuchtung in den Wohnhäuser.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 359

Die Arbeit beschäfsigt sich mit dem Problem des elektrischen Kraftersparnisses den man mit Hilfe der Einführung für Beleuchtung der gemeinsamen Räume und Nebeuräume in den neuen Blocks mit Hilfe der Fluoreszenzlichtbeleuchtung erhält.

DK 621.314.623

FREQUENZVERVIELFACHER
PLANUNG, OPTIMIERUNG

Ghiţă, C., Toma, M. : **Die optimale Projektierung des feromagnetischen Frequenzvervielfachers des achten Grades.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 385

Die Arbeit stellt die Methode des optimalen Projektieren eines ferromagnetischen Frequenzvervielfachers des achten Grades dar soclass sein gewicht das Kleinste ist. Das Berechnungsbeispiel zeichnet sich durch die Verwendungsartder dargestellten Projektierungsmethode aus.

DK 681.142 : 512

ZUSTANDSGLEICHUNG
ALGEBRA FUR STRUKTURELLE ZAHLEN

Pasăre, S. : **Das Schreiben der Zustandsgleichungen in operationeller Form in dem man die Algebra für strukturelle Zahlen anwendet.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 370

Die Arbeit Stellt eine neue Methode der Zustandsgleichungen in operationeller Form au grund der Algebra für strukturelle Zahlen dar, in der man die Fälle der liniaren Kreisäufe mit und ohne reaktiven Elemente analysiert.

DK 621.39

LOGISCHE TERNARE SYSTEME
DEZIMALE-TERNARE KODE

Cernian, O. : **Algorythmen für ternär-dezimale addition und subtraktion.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, Nov 1982, S. 373

Die Entwicklung der ternär-logischen Systeme bestimmte das Studieren der ternären Arithmetik und der ternär-dezimalen Koden für die Darstellung der Nummern in der Rechen-und Steuervorrichtungen.

Die vorliegende Arbeit analysiert verschiedene Möglichkeiten der ternären Kodifizierung der Dezimalziffern, dn Eigenschaften und Anwendungen der betreffenden Kode. Es werden Algorythmen für Addition und Subtraktion, im Falle bestimmter ternär-dezimalen Koden, ausgearbeitet. Man stellt auch einige Strukturen der Vorrichtungen für die ternär dezimale Addition und Subtraktion, dar.

CONTENT

DC 621.311.24 : 621.313.12

WIND-POWER STATIONS
ELECTRIC GENERATORS
AUTOMATION IN ENERGETICS

Budişan, N., Trica, N., Stern, M. : **Operating characteristics in aeroelectric devices in suprasynchronous and/or subsynchronous regimes of asynchronous generators with automate control for the speed and power factor.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 337

Using a mathematic linearized model of the asynchronous device, by means of a computer several operating characteristics were calculated for aeroelectric devices in case of an asynchronous generator operating in a suprasynchronous cascade and/or subsynchronous regime in case of automate control of power factor and revolution speed.

The calculated characteristics are shown analysing their impact on the control efficiency on the installed power in equipments, on the control system.

DC 621.3.011 : 538.221

GLOBAL EFFICIENCY
COMPLEX SYSTEM

Lăzăroiu, D. F., Bacivarof, I. C. : **Global efficieney of complex systems.**

E.E.A. — Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 341

The paper introduces the notion of global efficiency of a complex system, vector quality whose componants are : availability, realiability, maintenability, security and trustfulness. Their importance varies depending on the type an the use of the analysed system.

The paper defines — starting from the changes that might appear among the possible states of a system, every component of the global efficiency previously mentioned. Statements are based on a hardware type detection system of failures.

DC 621.332.06

LINEAR PARAMETERS
CONNECTING OF ELECTRIC LINES WITH NO LOAD
HIGH VOLTAGE BREAKERS (INTERRUPTORS)

Tuşaliu, P., Firănescu, M., Bălăşoiu, T. : **Determination of supravoltages appearing in connecting the high voltage electric lines with no load by 10—245 kV/1600 A type breakers.**

E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 344

The paper presents analytic, digital methods and experimental results regarding determination of supravoltages in connecting the aerian electric lines with no load in Făi-Gutinaș (Suceava) by means of a 10–245 kV/1600 A type interruptor.

DC 519.63 – 7 : 537.811

COMPARISON OF DIGITAL METHODS
MAGNETIC FIELD CALCULATION

Gherman, Gh. : **Comparison between the finite differences and elements used in the calculation of a stationary magnetic field.**

E.E.A.– Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 355

The paper draws a comparison between the finite differences and finite elements method used in the calculation of a stationary magnetic field, presenting their advantages and disadvantages.

DC 620.9 : 621.385.8

FLUORESCENT LIGHTING
ENERGY SAVING

Ivanovici, C., Popescu, A. : **Tendencies and current problems concerning the introduction of fluorescent lighting in buildings.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 359

The paper debates the problem of the electric energy that might be obteined by introducing fluorescent lamps in outbuildings and halls.

DC 621.314.263

FREQUENCY MULTIPLIER
DESIGN, OPTIMIZATION

Ghiță, C., Toma, M. : **Optimum design of frequency ferromagnetic multiplier of the eight range.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 365

The paper presents a method for optimal design of a frequency ferromagnetic multiplier of the eight range, so that its weight should be extremely reduced. Being an example of calculation it presents the practical way of medicine application of the exposed designing method.

DC 681.142 : 512

STATE EQUATION
STRUCTURAL ALGEBRA

Pasăre, S. : **State equation writing in an operational way by use of structural number algebra.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 370

The paper deals with a new method of state equation writing in an operational form on the basis of structural numbers algebra, analysing the case of linear circuits with or without excess reactive elements.

DC 621.39

TERNARY SYSTEMS
TERNARY CODED DECIMAL NUMBERS

Cernian, O. : **Ternary–Decimal addition/subtraction algorithms.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, nov 1982, p. 373

The development of ternary systems determined a thorough study of both ternary arithmetic and ternary coded decimal numbers used in computing and control equipment.

The work analyses different types of ternary codification of decimal numbers, the properties and utilization of these codes. There are ellaborated the algorithms for addition and subtraction corresponding to some ternary coded decimal codes and finally some configurations of adders-subtractors are presented.

SOMMAIRE

CD 621.311.24 : 621.313.12

CENTRALES ÉOLIENNES
GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES
AUTOMATISATIONS EN ÉNERGÉTIQUE

Budișan, N., Trica, N., Stern, M. : **Caractéristiques des fonctionnement, dans les aggrégats aéroélectriques en régime supersynchrones et ou sous-synchrones, des générateurs asynchrones à réglage automatique du facteur de puissance et du nombre de tours.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, novembre 1982, p. 337

Tout en appliquant un modèle mathématique linéaire de machine asynchrone on a calculé, faisant appel à l'ordinateur, les caractéristiques de fonctionnement, dans les aggrégats aéroélectriques, du générateur asynchrone fonctionnant en cascade supersynchrone et/ou sous-synchrone, dans le cas ou l'on assure le réglage automatique du facteur de puissance et du nombre de tours. On y présente les caractéristiques calcullées et l'on y analyse leurs implications sut l'efficience du réglage, la puissance installée des équipements et sur le système de réglage.

CD 621.3.011 : 538.221

EFFICIENCE GLOBALE
SYSTÉME COMPLEXE

Lăzăroiu, D. F., Bacivarof, I. C. : **Efficience globale des systèmes complexes.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, novembre 1982, p. 341

On y introduit la notion d'efficience globale d'un système complexe, grandeur vectorielle dont les composants sont les suivants : disponibilité, fiabilité, maintenabilité, sécurité et crédibilité. L'importance de chacun de ces composants varie en fonction du type et de l'utilisation du système-analyse. Dans cet ouvrage on définit – à partir des transitions possibles entre les états d'un système – chacun des composants de l'efficience globale mentionnés ci – dessus. Les énoncés se concretisent par un exemple se rapportant à un système de type hardware de détection des défauts.

CD 621.332.06 : 621.315.654.2

PARAMETRES DES LIGNES ÉLECTRIQUES
CONEXION DES LIGNES ÉLECTRIQUES EN VIDE
INTRERUPTEURS DE HAUTE TENSION

Tușaliu, P., Firănescu, M., Bălășoiu, T. : **Détermination des surtensions apparues à la connexion des lignes électriques de haute tension en vide utilisant des interrupteurs de type 10–245 kV/1 600 A.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, novembre 1982, p. 344

L'ouvrage présente des méthodes analytiques, digitales et des résultats expérimentaux concernant la détermination des surtensions à la connexion en vide de la ligne électrique Făi-Gutinaș (Suceava) au moyen d'un interrupteur de type 10–245 kV/1 600 A.

CD 519.63–7 : 537.811

COMPARAISON DES METHODES DIGITALES
CALCUL DU CHAMP MAGNETIQUE

Gherman, Gh. : **Comparaison entre la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis utilisées au calcul du champ magnétique stationnaire.**

E.E.A. – Electrotehnica 30, nr. 8, novembre 1982, p. 355

Dans cet ouvrage on effectue une comparaison entre la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis utilisées au calcul du champ magnétique stationnaire, mentionnant quelques-uns de leurs avantages et désavantages.

CD 620.9 ;621.385.8

ECLAIRAGE FLUORESCENT
ECONOMIE D'ÉNERGIE

Ivanovici, C., Popescu, A. : **Tendances et problèmes actuels concernant l'introduction des l'éclairage fluorescent dans les habitations.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 30, nr. 8, novembre 1982, p. 359

L'ouvrage débat le problème de l'économie d'énergie, électrique qu'on pourrait obtenir par l'introduction de lampes fluorescentes pour l'éclairage des dépendances et des halls communs des blocs nouveaux.

CD 621.214.263

MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE
DESIGN, OPTIMISATION

Ghiță, C., Toma, M. : **Design optimum du multiplicateur ferromagnétique de fréquence de l'ordre huit.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30,** nr. 8, novembre 1982, p. 365

L'ouvrage présente un e méthodique de design optimum du multiplicateur ferromagnétique de fréquence de l'ordre huit pour que son poids soit minimum. L'exemple de calcul illustre la modalitè de mise en oeuvre de la méthodique de design présentée.

I.P.I. c. 2548

CD 681.142 : 512

EQUATIONS D'ETAT
ALGEBRE STRUCTURELLE

Pasăre, S. : **Ecriture des équations d'état en forme opérationnelle utilisant l'algèbre des nombres structuraux.**

E.E.A. – **Electrotehnica 30,** nr. 8, novembre 1982, p. 370

L'article y expose une méthodique nouvelle d'écriture des équations d'état en forme opérationnelle moyennant l'algébre des nombres structuraux, analysant les cas des circuits linéaires à ou sans éléments réactifs à l'excès.

CD 621.39

SYSTEMES LOGIQUES TERNAIRES
CODES TERNAIRES-DECIMAUX

Cernian, O. : **Algorithmes pour addition et soustraction ternaire en décimal.**

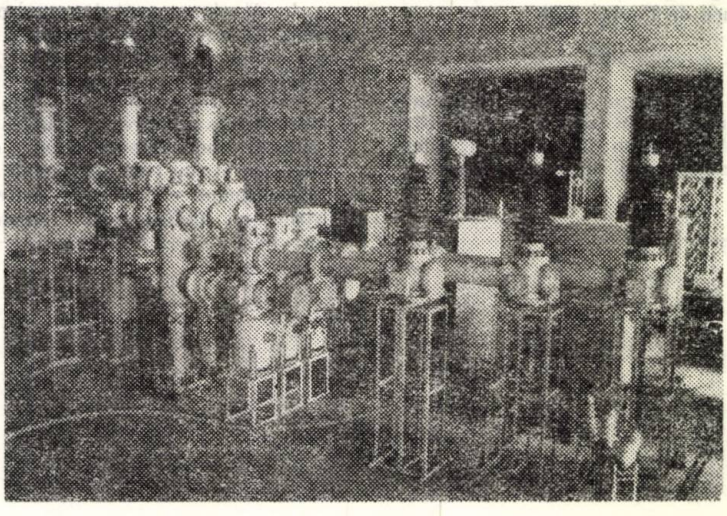
E.E.A. – **Electrotehnica 30,** nr. 8, novembre 1982, p. 373

Le développement des systèmes logiques ternaires a déterminé l'étude de l'artihmétique ternaire et des codes ternaires décimaux pour représenter les nombres dans les dispositifs de calcul et de commande.

Cet ouvrage analyse différentes modalité de codification ternaire des nombres décimaux, les propriétés et les applications des codes respectifs. On y élabore des algorithmes pour addition et soustraction dans le cas de certains codes ternaires-décimaux et l'on y présente quelques configurations de structures additionneurs ternaires-décimaux.

Întreprinderea „Electroputere" Craiova

pune la dispoziția beneficiarilor săi o gamă largă de aparataj electric de medie și înaltă tenslune, realizat pe baza concepției Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere" :



— Intreruptoare de 7,2 — 420 kV inclusiv dispozitivele lor de acționare.

— Contactoare trifazate cu stingerea arcului electric în aer pe principiul suflajului magnetic și de ion.

— Separatoare de interior și exterior 12. . . 420 kV inclusiv dispozitivele lor de acționare.

— Siguranțe fuzibile umplute cu nisip, cu fir sau bandă de Ag fuzibile.

— Bobine de reactanță în beton de 6—20 kV în construcție monofazată.

— Transformatoare de curent în rășină sau ulei, de interior sau exterior, pentru măsurări și protecție în instalațiile electrice.

— Transformatoare de tensiune de interior sau exterior, în rășină sau ulei pentru măsurări și protecție în instalațiile electrice.

— Aparataj electric de pornire și reglaj ale turației electromotoarelor.

— Celulă în anvelopă metalică capsulată 123 kW/ 2 000 A, capacitate de rupere 31,5 kA cu izolație în SF6 pentru stații electrice.

Pentru alegerea, comanda, precizarea caracteristicilor, obținerea literaturii de prezentare și a celei de însoțire a unui produs, se pot obține informațiile corespunzătoare de la :

— **IEPC:** Intreprinderea „Electroputere" Craiova
— **CCSIT — EP:** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere"
Calea București nr. 144, cod 1100, Craiova, jud. Dolj

ICP-EP

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 8

CZ 621.311.24:621.313.12

CENTRALE EOLIENE
GENERATOARE ELECTRICE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Caracteristici de funcţionare, în agregatele aeroelectrice, în regimuri suprasincrone şi/sau subsincrone, a generatoarelor asincrone cu reglare automată a factorului de putere şi a turaţiei

NICOLAE BUDIŞAN, ALEXANDRU TRICA, MIHAI STERN* — TIMIŞOARA

Introducere

Pentru obţinerea unor condiţii optime de funcţionare a agregatelor aeroelectrice se dovedeşte a fi oportună funcţionarea acestora la turaţie variabilă [1—5]. În cazul utilizării, ca generator, a maşinii asincrone, aşa cum s-a preconizat de către autori [5], acest lucru este posibil în regimul suprasincron şi/sau subsincron de funcţionare a generatorului asincron. Pentru elucidarea oportunităţii unuia sau altuia din regimurile amintite, cît şi a întinderii domeniului de variaţie în regimul suprasincron şi/sau subsincron, autorii acestei lucrări au procedat la calculul şi analiza caracteristicilor de funcţionare în aceste regimuri a unei maşini asincrone avînd următorii parametri „constructivi" (pentru regimul nominal de motor): $P_N = 150$ kW, $U_N = 500$ V, $n_{sincr} = 1\,000$ rot/min.

1. Caracteristicile de funcţionare ale generatorului asincron cu reglaj al turaţiei şi al factorului de putere

Calculul caracteristicilor de funcţionare s-a făcut utilizînd modelul matematic liniarizat clasic al maşinii asincrone şi presupunînd asigurarea reglajului automat al turaţiei, proporţional cu viteza vîntului, şi al factorului de putere al circuitului statoric la valoarea $\cos\varphi = 1$.

Pentru stabilirea unor orientări în privinţa alegerii generatorului asincron şi al domeniului de variaţie a turaţiei faţă de cea de sincronism au fost studiate, avînd în vedere condiţiile de lucru în cadrul unui agregat aeroelectric, trei variante de funcţionare ca generator a maşinii considerate:

1 — funcţionarea în regim subsincron, cu realizarea valorii nominale a curentului statoric la $n = n_{sincr}$;

2 — funcţionarea în regim subsincron şi suprasincron, cu realizarea valorii nominale a curentului statoric la $n = 1{,}5 \cdot n_{sincr}$;

3 — funcţionarea în regim subsincron şi suprasincron cu realizarea valorii nominale a curentului statoric la $n = 2 \cdot n_{sincr}$.

Rezultatele calculelor sînt prezentate în tabelele 1.1, 1.2 şi 1.3.

Caracteristicile de randament

Domeniul de variaţie a turaţiei, care poate fi luat în consideraţie în analiză, este determinat de turaţia minimă la care este raţională funcţionarea generatorului asincron în regim subsincron, limită sub care puterea suplimentară ce trebuie introdusă în circuitul secundar este mai mare decît puterea utilă obţinută din statorul generatorului, respectiv de turaţia maximă care asigură un raport $n_{max}/n_{min} = 2 - 3$, egal cu raportul $v_N/v_{min} = 2 - 3$ dintre viteza vîntului (v_N) la puterea nominală a instalaţiei şi viteza minimă (v_{min}) a vîntului, valoarea raportului $v_N/v_{min} = 2 - 3$ fiind cea adoptată la agregate existente sau în curs de realizare [7], aşa cum se arată în figura 1.

Avînd în vedere consideraţiile expuse mai sus, în figura 2 au fost reprezentate, pentru domeniul arătat de variaţie a turaţiei, caracteristicile de randament electric (fără considerarea

* Prof. dr. ing. *Budişan, N.* — Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" — Timişoara; ing. *Trica, Al.* — Întrepr. „Electrobanat" — Timişoara; ing. *Stern, M.* — I.I.R.U.C. — Timişoara.

Tabelul 1

Caracteristici de funcţionare ale generatorului asincron cu reglaj al turaţiei şi al factorului de putere

Varianta 1 : $n = k \cdot v_{vint}$, $(n_{max})_{I_{ST}} = (I_{ST})_N = 1\,000$ rot/min, cos $\varphi = 1$.

n	s	I_{ST}	U_{ROT}^{SUPL}	I_{ROT}	$(\varphi)_{E_2}$, U_{ROT}^{SUPL}	P_{ST}	P_{ROT}^{SUPL}	η
rot/min	—	A	V	A	radiani	kW	kW	—
400	0,6	13,1	138,9	73,4	3,140	11,392	— 9,170	0,470
500	0,5	27,7	116,5	80,0	3,135	22,250	—13,190	0,566
600	0,4	44,3	93,9	94,4	3,127	38,448	—17,270	0,642
800	0,2	105,1	49,2	159,8	3,109	91,136	—20,386	0,775
1000	0,0	205,3	4,7	284,4	—2,810	178,000	— 4,011	0,917

Tabelul 2

Caracteristici de funcţionare ale generatorului asincron cu reglaj al turaţiei şi al factorului de putere

Varianta 2 : $n = k \cdot v_{vint}$, $(n_{max})_{I_{ST}} = (I_{ST})_N = 1\,500$ rot/min, cos $\varphi = 1$.

n	s	I_{ST}	U_{ROT}^{SUPL}	I_{ROT}	$(\varphi)_{E_2}$, U_{ROT}^{SUPL}	P_{ST}	P_{ROT}^{SUPL}	η
rot/min	—	A	V	A	radiani	kW	kW	—
400	0,6	3,9	138,9	70,7	—3,138	3,375	—4,330	0,300
500	0,5	7,6	115,9	71,5	—3,138	6,593	—5,267	—
600	0,4	13,1	92,9	73,4	3,144	11,392	—6,202	0,529
800	0,2	31,1	47,1	83,7	3,147	27,003	—6,453	0,716
1000	0,0	60,8	1,8	110,2	—2,431	52,741	—0,603	0,900
1200	—0,2	105,1	44,7	159,8	3,048	91,136	17,856	0,933
1400	—0,4	166,9	91,8	235,7	3,028	144,721	57,541	0,938
1500	—0,5	205,3	116,0	284,4	3,009	178,000	88,655	0,930

Tabelul 3

Caracteristici de funcţionare ale generatorului asincron cu reglaj al turaţiei şi al factorului de putere

Varianta 3 : $n = k \cdot v_{vint}$, $(n_{max})_{I_{ST}} = (I_{ST})_N = 2\,000$ rot/min, cos $\varphi = 1$

n	s	I_{ST}	U_{ROT}^{SUPL}	I_{ROT}	$(\varphi)_{E_2}$, U_{ROT}^{SUPL}	P_{ST}	P_{ROT}^{SUPL}	η
rot/min	—		V	A	radiani	kW	kW	—
500	0,5	3,2	115,7	70,5	—3,136	2,781	—3,351	0,290
600	0,6	5,5	92,7	71,5	—3,134	4,806	—3,545	0,340
800	0,8	13,1	46,7	73,4	—3,126	11,392	—3,235	0,670
1000	0,0	25,7	1,3	80,4	—2,069	22,250	—0,317	0,816
1200	—0,2	44,3	45,5	94,4	3,087	38,448	7,972	0,883
1400	—0,4	70,4	91,8	120,3	3,085	61,054	25,265	0,903
1600	—0,6	105,1	138,4	159,8	3,069	91,136	56,097	0,932
1800	—0,8	149,7	186,5	214,1	3,047	129,762	105,949	0,942
1900	—0,9	176,0	211,1	247,2	3,033	152,613	139,997	0,945
2000	—1,0	205,3	236,3	284,4	3,018	178,000	181,320	0,947

pierderilor mecanice), ale maşinii studiate, pentru variantele :

1. n var, $n_{max} = n_{sincr}$,
2. n = var, $n_{max} = 1{,}5 \cdot n_{sincr}$,
3. n = var, $n_{max} = 2 \cdot n_{sincr}$,

considerind, pentru fiecare variantă de calcul, drept sarcină maximă a generatorului, sarcina corespunzătoare valorii nominale a curentului statoric şi o variaţie a puterii utile a generatorului proporţională cu puterea a treia a turaţiei, variaţie similară cu cea a puterii disponibile a vîntului.

Din analiza caracteristicilor de randament obţinute se desprind, ca importante pentru funcţionarea agregatelor aeroelectrice, următoarele concluzii :

— pentru toate variantele de funcţionare considerate randamentul scade considerabil în regimurile subsincrone ;

— avînd în vedere valorile foarte scăzute ale randamentului în varianta întîia de func-

ționare — numai în regimuri subsincrone — se impune recomandarea excluderii acestei variante;

— dacă se admite funcționarea agregatului aeroelectric în domeniul de variație a vitezei

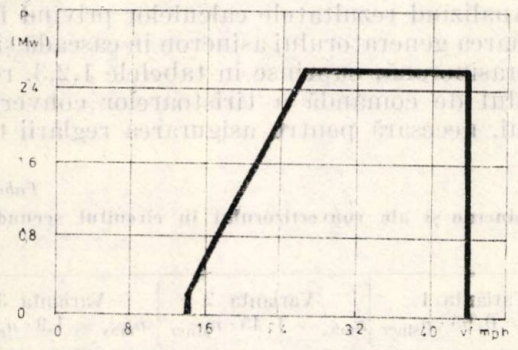


Fig. 1. Caracteristica de putere a aeroagregatului MOD-2 (Goldendale Washington S.U.A.).

valori ale randamentului electric de la 0,826 la 0,94, egale cu cele ale randamentului electric calculat pentru regimul de generator funcționînd la turația constantă $n = n_{sincr}$.

Mărimi caracteristice ale generatorului asincron și ale convertizorului din circuitul secundar al generatorului

Puterea instalată, puterea utilă maximă a generatorului și puterea instalată a convertizorului

Se constată (vezi tabelele 1,2,3) că puterea utilă maximă a generatorului și puterea convertizorului din circuitul secundar al generatorului depinde de turația la care ele sînt realizate. Valorile acestor mărimi, calculate pentru cele 3 variante avute în vedere și considerînd solicitarea termică maxim admisibilă a înfășurărilor ($I = I_N$), sînt redate în tabelul 4.

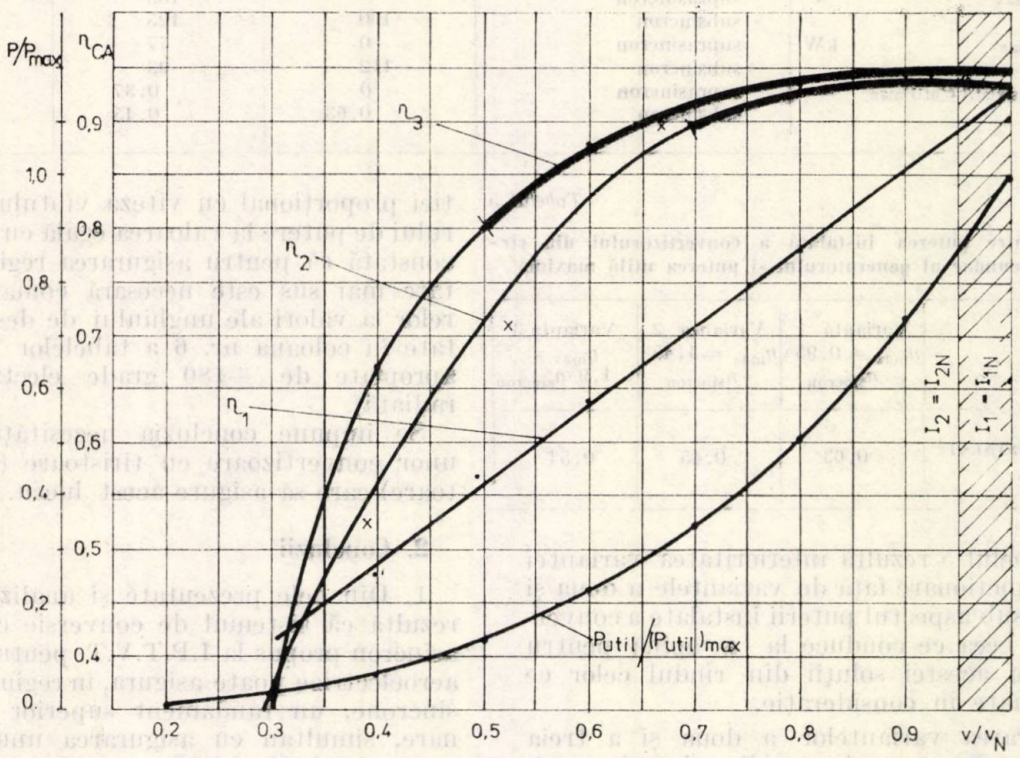


Fig. 2. Caracteristicile de randament ale mașinii asincrone funcționînd ca generator în regimuri suprasincrone și/sau subsincrone cu reglaj al turației $n = k \cdot v_{vint}$, corespunzător funcționării într-un agregat aeroelectric, și cu reglaj al factorului de putere la valoarea cos $\varphi = 1$: η_1 — caracteristica de randament corespunzătoare funcționării în varianta 1; η_2 = caracteristica de randament corespunzătoare funcționării în varianta 2; η_3 — caracteristica de randament corespunzătoare funcționării în varianta 3; porțiunile trasate cu linie mai groasă corespund regimurilor suprasincrone, iar porțiunile trasate cu linie mai subțire — regimurilor subsincrone.

vîntului $v_{max}/v_{min} = 4 (v_N/v_{min} = 2$ și $v_{max}/v_N = 2)$, se poate adopta soluția funcționării generatorului numai în regimurile suprasincrone ale variantei a treia, de la $n_{min} = n_{sincr}$ la $n_{max} = 2 \cdot n_{sincr}$; în acest caz, pentru întregul domeniu de funcționare — de la $n = n_{sincr}$, $P_{GA} = (P_{GA})_{max}/8$ pînă la $n_{GA} = max$, $P_{GA} = max$-rezultă, pentru mașina avută în vedere,

Avînd în vedere perspectiva utilizării microprocesoarelor la comanda convertizoarelor de putere, la compararea variantelor considerate trebuie avută în vedere posibilitatea utilizării aceluiași convertizor (circuitul de forță) atît în regimul subsincron, cît și în cel suprasincron de funcționare al generatorului, convertizorul funcționînd și într-un caz și într-altul în regim

de invertor neautonom — la o rețea de frecvență variabilă (circuitul rotoric al generatorului asincron), în cazul regimului subsincron, respectiv la o rețea de frecvență constantă (rețeaua la care lucrează agregatul aeroelectric), în cazul regimului suprasincron.

Avînd în vedere cele de mai sus, rezultă, în privința puterii instalate a convertizorului din circuitul secundar al generatorului, un raport al acesteia față de puterea utilă maximă a agregatului arătat în tabelul 5.

Tabelul 4

Valorile extreme ale mărimilor caracteristice ale generatorului asincron și ale convertizorului în circuitul secundar al generatorului

Mărimi caracteristice de funcționare		Regimul de funcționare	Varianta 1 $n_{max} = 0,95 \cdot n_{sincr}$	Varianta 2 $n_{max} = 1,45 \cdot n_{sincr}$	Varianta 3 $n_{max} = 1,9 \cdot n_{sincr}$
$(P_1)_{max}$	kW		154	161	152
$(P_{util})_{max}$	kW		154	206	292
$(P_{GA})_{instalat}/(P_{util})_{max}$	—		1	0,73	0,51
$(U_{CONV})_{max}$	V	suprasincron	—	103	211
„		subsincron	150	125	103
$(P_{CONV})_{max}$	kW	suprasincron	0	77	158
„		subsincron	112	93	77
$(P_{CONV})_{instalat}/(P_{util})_{max}$	—	suprasincron	0	0,37	0,54
„		subsincron	0,63	0,45	0,26

Tabelul 5

Raportul dintre puterea instalată a convertizorului din circuitul secundar al generatorului și puterea utilă maximă

	Varianta 1 $n_{max} = 0,95 \cdot n_{sincron}$	Varianta 2 $n_{max} = 1,45 \cdot n_{sincron}$	Varianta 3 $n_{max} = 1,9 \cdot n_{sincron}$
$(P_{CONV})_{INSTALAT}/(P_{util})_{max}$	0,63	0,45	0,54

Din tabelul 5 rezultă inferioritatea variantei întîi de funcționare față de variantele a doua și a treia și sub aspectul puterii instalate a convertizorului, ceea ce conduce la a opina pentru excluderea acestei soluții din rîndul celor ce trebuie luate în considerație.

Compararea variantelor a doua și a treia arată că sub aspectul puterilor instalate, și, deci, și din punct de vedere al prețului de cost, ele sînt aproximativ echivalente, soluția a treia avînd avantajul unui domeniu mai extins de variație a turației. În cazul adoptării variantei a doua sau a treia rămîne de rezolvat problema funcționării generatorului la o turație mai mare decît cea de sincronism, problemă mecanică ce reclamă luarea unor măsuri corespunzătoare pentru partea mecanică a mașinii (bandajarea corespunzătoare a înfășurării rotorice, dimensionarea potrivită a rulmenților). În sprijinul variantei a treia de funcționare stă și faptul că literatura de specialitate menționează situații similare, de utilizare a mașinii asincrone la turații mai mari decît cea de sincronism, pînă la de două ori mai mari și chiar mai mult [3].

Considerații privind comanda convertizorului

Analizînd rezultatele calculelor privind funcționarea generatorului asincron în cascadă și/sau suprasincronă, cuprinse în tabelele 1,2,3, reiese modul de comandă a tiristoarelor convertizorului, necesară pentru asigurarea reglării turației proporțional cu viteza vîntului și a factorului de putere la valoarea egală cu unitatea. Se constată că pentru asigurarea regimurilor arătate mai sus este necesară comanda tiristoarelor la valori ale unghiului de deschidere arătate în coloana nr. 6 a tabelelor 1,2,3, valori apropiate de ± 180 grade electrice ($\pm 3,14$ radiani).

Se impune concluzia necesității elaborării unor convertizoare cu tiristoare (sau tranzistoare) care să asigure acest lucru.

2. Concluzii

1. Din cele prezentate și analizate mai sus rezultă că sistemul de conversie cu generator asincron propus la I.P.T.V.T. pentru agregatele aeroelectrice poate asigura, în regimurile suprasincrone, un randament superior de funcționare, simultan cu asigurarea unui factor de putere egal cu unitatea.

2. Avînd în vedere randamentul scăzut al sistemului de conversie considerat, la funcționarea în regimurile subsincrone, se impune recomandarea excluderii acestei variante de funcționare.

3. În scopul asigurării unui factor de putere al circuitului statoric egal cu unitatea se impune elaborarea unor convertizoare cu tiristoare (sau cu tranzistoare) care să permită comanda acestora la valorile arătate ale unghiului de deschidere, simultan cu asigurarea nivelelor necesare ale tensiunii aplicate circuitului secundar al generatorului.

Bibliografie

[1] *Reitan, D. K.* Wind-powered asynchronous AC/DC/AC converter system. University of Wisconsin, Madison, Wisconsin. Wind Energy Conversion Systems. Workshop Proceedings. N.S.F./NASA, June 1973, Washington.

[2] *Babescu, M., Novac, I.* Performanțele generatorului asincron dintr-o microcentrală cuplată la sistemul energetic. In : Energetica, 28, 1980, Nr. 7.

[3] *Hvatov, S. V., Titov, V. G., Poskrobko, A. A., Polushkin, A. I., Tzinkaikin, V. F.* Asinhronnii nagruzochnii generator s kompensationnim ventilnim preobrazovatelem. In : Elektrichestvo, nr. 10, 1978.

[4] *Budișan, N. I.* Unele rezultate experimentale privind funcționarea mașinii asincrone în regim de generator de frecvență variabilă. Studii și cercetări. Științe tehnice. Academia R.P.R. Baza de cercetări științifice Timișoara. Tom VI, 1959, nr. 3—4.

[5] *Budișan, N. I.* Sistem de conversie a energiei mecanice la turație variabilă în energie electrică de frecvență constantă, cu generator asincron, pentru centrale eoliene și alte centrale neconvenționale. In : Electrotehnica, electronica și automatica, nr. 6, 1982.

[6] *Vinogradov, N. V., Goriainov, F. A., Sergeev, P. S.* Proektirovanie elektricheskih mashin. G.E.I. Moskva-Leningrad, 1950.

[7] — MOD-2, New source of windpower for the Pacific Northwest. Bonneville Power Administration. U.S. Department of Energy. May 1981.

CZ 621.3.011 :538.221

EFICIENȚĂ GLOBALĂ
SISTEM COMPLEX

Eficiența globală a sistemelor complexe

DUMITRU-FELICIAN LĂZĂROIU, IOAN C. BACIVAROF* — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru a caracteriza capacitatea tehnică a unui sistem complex de a-și îndeplini funcția pentru care a fost proiectat, se propune introducerea noțiunii de *eficiență globală* a sistemului, *mărime vectorială* ale cărei componente sînt : *disponibilitatea*, *fiabilitatea*, *mentenabilitatea*, *securitatea* și *credibilitatea*.

Noțiunea propusă diferă de noțiunea *eficacitatea sistemului* (system effectiveness) întîlnită în normativele americane de fiabilitate [4] și definită fie ca o funcție de disponibilitate, dependabilitate și capabilitate (Air Force Systems Command), fie ca o funcție de performanțe, disponibilitate și utilizare (Navy Office of Naval Material) ; conceptul introdus în lucrare este mai cuprinzător decît oricare dintre cele anterioare și, în plus, fiind o mărime vectorială permite evidențierea intercondiționării reciproce a componentelor enumerate anterior pentru un sistem complex dat. În cazul optimizării acestuia din punctul de vedere al fiabilității trebuie avute în vedere, în realitate, fiecare din aceste componente pentru a obține o imagine cuprinzătoare privind funcționarea sistemului.

Importanța fiecăreia dintre componente variază în funcție de *tipul* (automat, informatic etc.) și de *utilizarea* acestuia.

Astfel, în mod uzual, sînt utilizate conceptele *fiabilitate* și *mentenabilitate*, în timp ce în cazul sistemelor de telecomunicații, *disponibilitatea* este componenta care caracterizează cel mai bine sistemul din punctul de vedere al utilizatorului ; în cazul sistemelor de mare răspundere funcțională, cum sînt cele automate, sistemele informaționale bancare etc., *securitatea* și *credibilitatea* sînt conceptele care trebuie avute în primul rînd în vedere.

De aceea, se consideră că nu este neapărat necesară scrierea unei expresii generale pentru evaluarea cantitativă a eficienței globale, prezentînd interes evaluarea anumitor componente ale sale, în funcție de sistemul analizat.

În cadrul paragrafului 1.1 este dezvoltat modelul propus pentru eficiența globală a unui sistem complex.

În paragraful 1.2 sînt definiți, pornind de la tranzițiile care pot avea loc între stările posibile ale unui sistem complex, fiecare dintre componentele eficienței globale enumerate anterior.

Evidențierea semnificației componentelor eficienței globale pentru un sistem cu detecție de tip hardware a defecțiunilor este indicată în paragraful 2.

1. Modelul propus

Un sistem complex poate avea un mare număr de stări. În modelul propus **, se consideră un *sistem electronic*, care se poate afla

* Prof. dr. ing. *Lăzăroiu, D. F.* — Catedra automatică I Instit. politehnic — București ; șef lucrări dr. ing. *Bacivarof, I. C.* — Catedra de tehnologie electronică și fiabilitate I.P. — București.

** Deoarece unele sisteme electronice și de telecomunicații moderne (de exemplu sistemele de calcul și centralele telefonice automate electronice cu program inmagazinat) au atît parte de hardware, cît și parte de software, modelul prezentat ia în considerație posibilitățile de defectare și implicit de reparare atît a părții de hardware, cît și a celei de software.

într-una din următoarele stări, conform diagramei de tranziție din figura 1.

● **Starea** S_{ne} — *funcționare neeronată a sistemului*; în această situație se include și cazul în care pot exista defectări, dar acestea nu conduc la răspunsuri eronate.

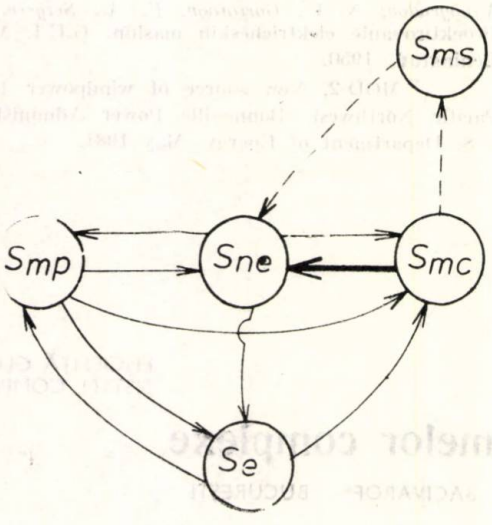


Fig. 1

● **Starea** S_e — *funcționare eronată a sistemului*; în cazul apariției unor defectări (singulare sau multiple) care nu au fost detectate, ceea ce conduce la răspunsuri eronate ale sistemului.

● **Starea** S_{mp} — *mentenanța preventivă a sistemului*, prin efectuarea unei verificări a bunei funcționări — atît a părții de hardware, cît și a părții de software, a sistemului; aceasta implică, de obicei, oprirea funcționării normale a sistemului.

● **Starea** S_{mc} — *mentenanța corectivă a părții de hardware*; în acest caz există o defectare care a fost detectată, fie în cursul funcționării — corecte sau incorecte — a sistemului, fie în cursul operației de mentenanță preventivă, fie prin ieșirile eronate pe care le-a provocat. În această stare, defectarea este căutată, localizată și reparată, fie prin intervenție umană, fie prin reconfigurarea automată a părții de hardware a sistemului.

● **Starea** S_{ms} — *mentenanța corectivă a părții de software*; în acest caz sînt căutate consecințele defectării (defectărilor) la nivelul părții de software; datele și programele sînt corectate sau reconfigurate.

1.1 Evoluția sistemului

Pe baza diagramei din figura 1, rezultă că sînt posibile următoarele tranziții între stări:

● $S_{ne} \to S_{mp}$, sau $S_e \to S_{mp}$: pe baza criteriilor de periodicitate a mentenanței preventive, independent de funcționarea — corectă sau incorectă a sistemului;

● $S_{ne} \to S_e$: prin apariția unei defectări nedetectate care conduce la un răspuns eronat;

● $S_e \to S_{mc}$: dacă o defectare este detectată în cursul funcționării eronate;

● $S_{mp} \to S_{ne}$: dacă prin operația de mentenanță preventivă s-a constatat că nu există defectări;

● $S_{mp} \to S_e$: dacă prin operația de mentenanță preventivă nu au fost detectate defectările care conduc la existența unor răspunsuri eronate în sistem;

● $S_{mc} \to S_{ms}$: prin căutarea consecințelor defectărilor hardware-ului la nivelul părții de software;

● $S_{mc} \to S_{ne}$: dacă prin operația de mentenanță corectivă au fost înlăturate defecțiunile de hardware care conduceau la răspunsuri eronate;

● $S_{ms} \to S_{ne}$: dacă prin operația de mentenanță a software-ului au fost înlăturate defecțiunile la acest nivel.

Observație

Starea S_{ms} și tranzițiile notate prin linie punctată în figura 1 pot avea loc doar în cazul sistemelor care conțin și o parte de software. În cazul sistemelor care conțin doar partea de hardware este posibilă tranziția $S_{mc} \to S_{ne}$ (desenată mai gros în figură) deoarece nu mai este necesară determinarea consecințelor defectării (defectărilor) de hardware asupra părții de software.

1.2. Definirea indicatorilor de fiabilitate

Pornind de la diagrama de tranziții reprezentată în figura 1, vor fi definiți în continuare indicatorii de fiabilitate enumerați în cadrul paragrafului 1, componentele vectorului *eficiență globală a sistemului*:

● **Fiabilitatea** $R(t)$ este probabilitatea ca sistemul să fie în stare de funcționare în intervalul $(0, t)$. Pornind de la reprezentarea grafică din figura 1, se poate defini fiabilitatea sistemului la un moment dat t ca probabilitatea ca sistemul să se afle într-una din stările S_{ne} sau S_{mp} între 0 și t:

$$R(t) = \text{Prob}\ (S(T) = S_{ne} \cup S_{mp},\ \forall T \in (0, t)).$$

● **Disponibilitatea** $A(t)$ este probabilitatea ca sistemul să fie în stare de funcționare la momentul t:

$$A(t) = \text{Prob}\ (S(t) = S_{ne} \cup S_{mp}).$$

● **Securitatea** $S(t)$ este probabilitatea ca sistemul să nu comunice răspunsuri eronate (deci, să nu existe nedetectate defectări care conduc la răspunsuri eronate) în intervalul $(0, t)$:

$$S(t) = \text{Prob}\ (S(t) \neq S_e,\ \forall t\,(0,t)).$$

● **Credibilitatea** $C(t)$ este probabilitatea să nu existe nedetectate defectări care conduc la răspunsuri eronate la momentul t:

$$C(t) = \text{Prob}\ (S(t) \neq S_e).$$

● **Mentenabilitatea hardware-ului*** $M_h(t)$ este probabilitatea ca sistemul să nu mai fie în starea S_m la momentul t, dacă la momentul 0 era în această stare:

$$M_h(t) = 1 - \text{Prob}\ (S(T) = S_{mc}, \forall T\ (0, t)).$$

● **Mentenabilitatea software-ului**** $M_s(t)$ este probabilitatea ca sistemul să nu mai fie în starea S_{ms} la momentul t, dacă la momentul 0 era în această stare.

$$M_s(t) = 1 - \text{Prob}\ (S(T) = S_{ms},\ \forall T\ (0,t)).$$

Observații

● Definițiile propuse pentru *fiabilitate*, *disponibilitate* și *mentenabilitatea* (*hardware*-ului) sînt în concordanță cu definițiile indicate în standardul de specialitate — STAS 10307-75 [2].

● *Securitatea* și *credibilitatea* (indicatori noi introduși, foarte utili în cazul sistemelor de mare răspundere funcțională) ca și *mentenabilitatea software*-ului nefiind standardizați, au fost definiți pe baza modelului dezvoltat anterior.

2. Aplicație

Evidențierea semnificației componentelor vectorului eficiență globală va fi făcută pentru cazul unui *sistem cu detecție de tip hardware a defecțiunilor*.

În cazul redondanței masive, unitatea de control cuprinde comparatorul și unitățile redondante.

Unitatea de control, fiind materială, se poate defecta și această posibilitate trebuie luată în considerație pentru analiza stărilor posibile ale sistemului.

Sistemul analizat poate fi descompus în următoarele componente (figura 2):

— *unitatea de bază* sau partea hardware-ului minimă necesară realizării funcției cerute, care se poate afla într-una din stările S_{ne} sau S_e;

— *unitatea de control* care poate avea tot două stări: S_{ne} sau S_e;

— *semnalul de control* care poate lua una dintre valorile: mers sau oprire.

Așa cum rezultă din tabelul 1, un astfel de sistem poate avea opt stări; două dintre acestea au o probabilitate nulă.

* Acest indicator are în vedere mentenanța corectivă a părții de hardware a sistemului.

** Acest indicator are în vedere mentenanța (readucerea în starea de funcționare normală) a părții de software a sistemului.

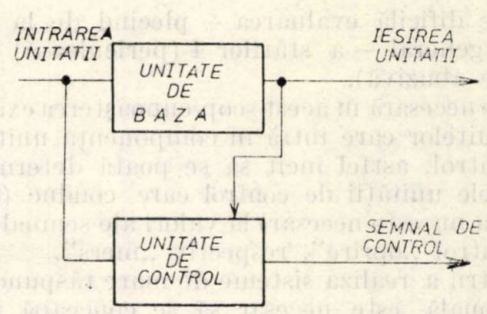


Fig. 2

Se consideră sistemul nereparabil, deci disponibilitatea și fiabilitatea, respectiv credibilitatea și securitatea au valori identice.

Pe baza tabelului 1, pot fi evidențiate următoarele stări:

$$S_{ne} = \{1,3\};$$
$$S_e = \{4\};$$
$$S_m = \{2,5,6\}.$$

Tabelul 1

Semnal de control	Unitate de bază	Unitate de control: bună funcționare	Unitate de control: defectă
Mers	bună funcționare	1	3
	defectă		4
Oprire	bună funcționare		5
	defectă	2	6

Notîndu-se cu P_i probabilitatea stării i, rezultă următoarele expresii ale indicatorilor de fiabilitate:

Fiabilitatea $R(t) = P_1 + P_3$;

Securitatea $S(t) = \sum_{i \neq 4} P_i$.

Două dintre stări permit evidențierea influenței defecțiunilor unității de control:

— *starea 4*: unitatea de control nu și-a îndeplinit rolul, existînd pericolul unui semnal de ieșire eronat; starea 4 este o *stare periculoasă*.

— *starea 2*: unitatea de control a oprit nejustificat sistemul; starea 2 se va denumi *stare de oprire abuzivă*.

În stările 3 și 6, defectările unității de control nu influențează asupra sistemului.

Notînd prin R_u — fiabilitatea unității de bază, iar prin R_c, fiabilitatea unității de control, se pot scrie următoarele relații care permit evaluarea probabilităților de stare:

$$P_1 = R_u \cdot R_c;$$
$$P_2 = (1 - R_u) \cdot R_c;$$
$$P_3 + P_5 = R_u \cdot (1 - R_c);$$
$$P_4 + P_6 = (1 - R_u) \cdot (1 - R_c).$$

Este dificilă evaluarea — plecînd de la modelul general — a stărilor 4 (periculoasă) și 2 (oprire abuzivă).

Este necesară în acest scop cunoașterea exactă a circuitelor care intră în componența unității de control, astfel încît să se poată determina defectele unității de control care conduc (deși aceasta nu este necesar) la valori ale semnalului de control „oprire", respectiv „mers".

Pentru a realiza sisteme de mare răspundere funcțională este necesar să se conceapă unități de control cu un înalt grad de securitate; la ora actuală, în contextul cercetărilor legate de sistemele tolerante la defectări, un loc aparte, îl ocupă realizarea *unităților de control autocontrolabile*.

În acest scop trebuie *minimizate* sau chiar *anulate* P_2 și P_4. Este dificil de satisfăcut simultan ambele condiții; astfel pot fi concepute sisteme cu o securitate foarte bună ($P_4 \approx 0$) dar pentru care probabilitatea de oprire abuzivă este importantă.

În general, dacă nu se impun cerințe speciale, se va căuta obținerea unui compromis între securitate (probabilitatea ca sistemul să nu fie într-o stare periculoasă) și durata de funcționare neeronată a sistemului, astfel încît și timpul în care sistemul este în stare abuzivă să fie cît mai mic.

3. Concluzii

În lucrare a fost introdusă noțiunea de *eficiență globală* a unui sistem complex, *mărime vectorială* ale cărei componente — disponibilitatea, fiabilitatea, mentenabilitatea, securitatea și credibilitatea au fost definite pornind de la tranzițiile posibile între stările sistemului.

A fost dezvoltat un model care permite evaluarea componentelor vectorului eficiență globală.

Utilitatea modelului dezvoltat a fost evidențiată pe baza unui exemplu referitor la un sistem cu detecție de tip hardware a defecțiunilor.

Au fost reliefate cerințele pe care trebuie să le îndeplinească unitatea de control pentru a realiza sisteme sigure și în același timp cu durată de oprire abuzivă cît mai mică.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F., Bacivarof, I. C.* Modelarea eficienței globale a sistemelor de calcul, Comunicare la Sesiunea de comunicări științifice a Institutului de tehnică de calcul, București, noiembrie 1978.

[2] * * * STAS 10307-75. Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate.

[3] * * * STAS 8174-74. Fiabilitatea în tehnică. Terminologie.

[4] * * * WSEIAC Report — Weapon System Effectiveness Industry Advisory Comittee, U.S.A., 1965.

[5] *Bacivarof, I. C.* Contribuțiile la studiul fiabilității unor sisteme de telecomunicații. Teză de doctorat, I. P.București, 1979.

CZ 621.332.06

PARAMETRI LINEICI
COMUTAȚIA LINIILOR ELECTRICE ÎN GOL
INTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Determinarea supratensiunilor care apar la conectarea liniilor electrice de înaltă tensiune în gol, utilizînd întreruptoare de tip 10-245 kV\|1 600 A

PETRE TUȘALIU, MARIN FIRĂNESCU, TATIANA BĂLĂȘOIU* — CRAIOVA

Introducere

Determinarea cît mai precisă a supratensiunilor de comutație care apar ca urmare a fenomenelor tranzitorii într-o rețea de înaltă tensiune este cu atît mai necesară cu cît tensiunile și lungimile liniilor de transport sînt mai mari [1,2,5,12,14]. Cunoașterea formei și amplitudinii supratensiunilor în funcție de parametrii care le influențează permite rezolvarea optimă a problemelor de coordonare a izolației sistemului electroenergetic cu consecințe imediate asupra costului instalațiilor utilizate [1, 2, 3, 5, 12, 14].

Metoda de studiu bazată pe încercări directe în sistem oferă (dependent de aparatura utilizată) rezultate exacte folosite ca etalon pentru compararea cu rezultatele altor metode indirecte, dar nu poate furniza un număr suficient de mare de date necesare unei prelucrări statistice și pentru determinarea influenței

* Ing. *Tușaliu, P.* — Universitatea Craiova; ing. *Firănescu, M.* — Întrepr. de autoturisme Pitești — Colibași, ing. *Bălășoiu, T.* — Intr. de utilaj greu — Craiova.

diferiților parametri asupra valorilor supratensiunilor [1, 5, 7, 8, 13].

Metodele indirecte, bazate pe modelarea matematică numerică sau analogică a sistemului, permit determinarea supratensiunilor cu precizie (mai ales modelele numerice) și posibilitatea studiului influenței diferiților parametri (modelele analogice) [4, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12].

La conectarea unei linii electrice lungi la o sursă, apar supratensiuni, datorită reflectării undei de tensiune la capătul în gol al liniei, supratensiuni care pot atinge pînă la de două ori valoarea tensiunii sursei. În cele ce urmează se calculează aceste supratensiuni și se determină influența parametrilor considerați asupra valorilor acestora.

1. Calculul supratensiunilor utilizînd transformata Laplace

Dintre metodele transformărilor integrale utilizate în calculul supratensiunilor de comutație, metoda transformatei Laplace este des utilizată, însă prezintă dezavantajul că neglijează variația parametrilor lineici cu frecvența.

Pentru schema echivalentă din figura 1 a liniei cu parametri uniform distribuiți, se poate scrie următorul sistem de ecuații:

$$e_s = u_1 + L_s \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}, \tag{1}$$

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -\left(R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}\right), \tag{2}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -\left(G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}\right), \tag{3}$$

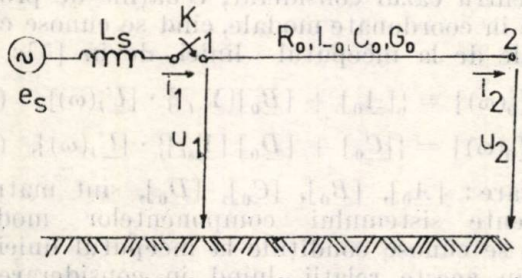


Fig. 1. Schema echivalentă a liniei cu parametri uniform distribuiți.

în care u, i sînt tensiunea, respectiv curentul în secțiunea curentă a liniei, iar Ro, Lo, Co, Go parametrii lineici. Aplicînd transformata Laplace și calculînd pentru $x = l$ și $I_2(p) = 0$ (linie în gol) se obține [11, 12]:

$$E_s(p) = U_1(p) + pL_s I_1(p), \tag{4}$$

$$U_1(p) = U_2(p) \operatorname{ch} \gamma(p) \cdot l, \tag{5}$$

$$I_1(p) = \frac{1}{Z_c(p)} U_2(p) \cdot \operatorname{sh} \gamma(p) \cdot l. \tag{6}$$

Funcția imagine a tensiunii la sfîrșitul liniei se poate scrie, așadar, sub forma:

$$U_2(p) = E_s \frac{p \cdot Z_c(p)}{(p^2 + \omega_0^2)[Z_c(p) \operatorname{ch}\gamma(p) \cdot l + pL_s \operatorname{sh}\gamma(p) \cdot l]}, \tag{7}$$

în care s-a transformat și tensiunea cosinusoidală, a sursei:

$$e_s = E_s \cos \omega_0 \cdot t.$$

Funcția original se obține cu formula lui Heaviside, sub forma:

$$u_2(t) = U_{2\mathrm{per}} \left[\cos(\omega_0 t + \beta) + \sum_{k=1}^{\infty} A_k e^{-\alpha_k t} \cos \cdot (\omega_k t + \beta_k)\right], \tag{8}$$

în care:

$U_{2\mathrm{per}}$ — amplitudinea tensiunii la sfîrșitul liniei în regim permanent;
β — defazajul acestei tensiuni;
A_k — amplitudinea armonicei de ordinul k a tensiunii la sfîrșitul liniei raportată la U_2 per;
α_k — coeficient de atenuare a armonicei de ordinul k;
ω_k — pulsația armonicei de ordinul k;
β_k — defazajul aceleiași armonici.

2. Calculul supratensiunilor utilizînd transformata Fourier

Fiind cunoscute ecuațiile liniilor electrice lungi pentru cazul unui regim armonic permanent și variațiile cu frecvența ale parametrilor liniei, apare ca posibilă, utilizarea transformatei Fourier pentru determinarea tensiunilor în orice punct al liniei, pentru o oscilație cunoscută aplicată într-un punct oarecare al liniei [2,5].

Metoda transformării Fourier face parte din categoria metodelor de analiză tranzitorie și prezintă avantajul că ia în considerare variația parametrilor schemei de calcul cu frecvența, studiul avînd la bază generalizarea metodei suprapunerii efectelor.

Deoarece linia studiată are neutrul efectiv legat la pămînt, se adoptă pentru început o schemă manofazată de calcul, deoarece procesul pe fiecare fază este absolut similar, iar modelul matematic este în acest caz mai simplu.

Se consideră schema din figura 2 în care linia apare ca un element liniar prin neglijarea descărcărilor corona și cu parametrii uniform distribuiți.

Cunoscute fiind ecuațiile liniilor lungi exprimate în funcție de mărimile de ieșire :

$$\underline{U}(x') = U_2 \operatorname{c}\ \underline{\gamma} x' + \underline{Z}_c\, \underline{I}_2 \operatorname{sh} \underline{\gamma} x', \qquad (9)$$

$$\underline{I}(x') = \underline{I}_2 \operatorname{ch} \underline{\gamma} x' + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} \operatorname{sh} \underline{\gamma}\, x', \qquad (10)$$

pentru $x' = l$ și $\underline{I}_2 = 0$ (linie în gol) se poate scrie :

$$\underline{U}_0 = \underline{U}_l \operatorname{c}\ \underline{\gamma} \cdot l, \qquad (11)$$

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{U}_l}{\underline{Z}_c} \operatorname{sh} \underline{\gamma} l. \qquad 2)$$

Avînd calculată densitatea spectrală (transformata Fourier) a tensiunii sursei $U_g(\omega)$ și variația cu frecvența a parametrilor sistemului, se poate scrie, pentru schema din figura 2 :

$$\underline{U}_0 = \underline{U}_g(\omega) - j\omega L_s \cdot \underline{I}_0, \qquad (13)$$

$$\underline{I}_0 = \underline{Y}i(\omega) \cdot \underline{U}_0(\omega), \qquad (14)$$

în care $\underline{Y}_i(\omega)$ este admitanța de intrare a liniei în gol. Înlocuind această mărime în relația (13) se obține :

$$\underline{U}_0(\omega) = \frac{\underline{U}_g(\omega)}{1 + j \cdot \omega \cdot \dfrac{L_s}{Z_c} \operatorname{th} \gamma \cdot l} \qquad (15)$$

și încă, ținînd seama de (11) :

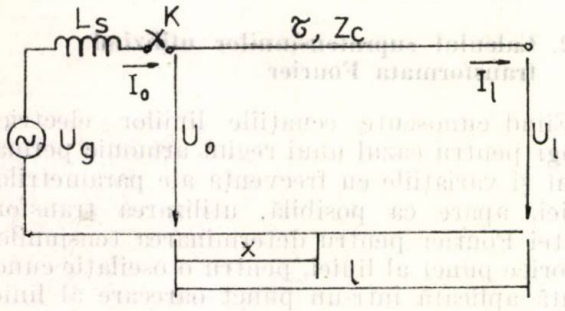


Fig. 2. Schema monofazată a liniei — ca element liniar

$$\underline{U}_i(\omega) = \frac{\underline{U}_g(\omega)}{\left[1 + \mathrm{j} \cdot \omega \cdot \dfrac{L_s}{Z_c} \operatorname{th} \gamma \cdot l\right] \operatorname{ch} \gamma \cdot l}, \qquad (16)$$

ceea ce reprezintă tensiunile la capătul de alimentare și cel în gol, la conectarea liniei la o sursă de putere finită.

Pentru o schemă trifazată conectată la o sursă de putere finită prin intermediul unei rezistențe de șuntare, ecuațiile sînt analoge, cu deosebirea că sînt ecuații matriceale.

Se poate așadar scrie :

$$[\underline{U}_0(\omega)] = [\underline{U}_g(\omega)] - \{[R_i] + [\underline{Z}_s]\}\ [\underline{I}'_0], \qquad (17)$$

unde :

$[\underline{U}_0(\omega)]$ — matricea vector a tensiunii la începutul liniei ;

$[\underline{U}_g(\omega)]$ — matricea vector a tensiunii aplicate la bornele sursei de putere finită avînd expresia :

$$[\underline{U}_g(\omega)] = U_{\max} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t + \alpha) \\ \sin\left(\omega_0 t - \dfrac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ \sin\left(\omega_0 t + \dfrac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{bmatrix}, \qquad (18)$$

$[R_i]$ — matrice pătratică diagonală ce conține rezistențele de șuntare ale întreruptorului ;

$[\underline{Z}_s]$ — matricea impedanței interne a sursei (pătratică) ;

$[\underline{I}'_0]$ — matricea vector a curenților care parcurg impedanța internă a sursei.

Dacă există $[\underline{Y}_{s0}]$ — matricea admitanțelor — de sarcină la începutul liniei se poate scrie :

$$[\underline{I}'_0] = [\underline{I}_0] + [\underline{Y}_{s0}]\ [\underline{U}_0], \qquad (19)$$

unde $[\underline{I}_0]$ — matricea vector a curenților la începutul liniei. Ecuația (17) devine :

$$[\underline{U}_0(\omega)] = \{1 + [R_i]\ [\underline{Y}_{s0}] + [\underline{Z}_s]\ [\underline{Y}_{s0}]\}^{-1} \cdot \{[\underline{U}_g(\omega) - [R_i])\ [\underline{I}_0] - [\underline{Z}_s]\ [\underline{I}_0]\}. \qquad (20)$$

Dacă linia este închisă pe admitanța de sarcină $[\underline{Y}_{sl}]$ se poate scrie :

$$[\underline{I}_l(\omega)] = [\underline{Y}_{sl}(\omega)]\ [\underline{U}_l(\omega)]. \qquad (21)$$

Pentru cazul considerat, ecuațiile de propagare în coordonate modale, cînd se cunosc condițiile de la începutul liniei, devin [5] :

$$[\underline{U}_0(\omega)] = \{[\underline{A}_0] + [\underline{B}_0][\underline{Y}_{sl}]\} \cdot [\underline{U}_l(\omega)], \qquad (22)$$

$$[\underline{I}_0(\omega)] = \{[\underline{C}_0] + [\underline{D}_0]\ [\underline{Y}_{sl}]\} \cdot [\underline{U}_l(\omega)], \qquad (23)$$

în care : $[\underline{A}_0]$, $[\underline{B}_0]$, $[\underline{C}_0]$, $[\underline{D}_0]$, sînt matrice aferente sistemului componentelor modale cînd se cunosc condițiile la începutul liniei.

Din aceste relații, luînd în considerare și relația (20) se obține matricea tensiunilor de la începutul liniei sub forma :

$$[\underline{U}_0(\omega)] = \{1 + [R_i]\ [\underline{Y}_{s0}] + [\underline{Z}_s]\ [\underline{Y}_{s0}] + ([R_i] + [\underline{Z}_s])\ ([\underline{C}_0] + [\underline{D}_0]\ [\underline{Y}_{sl}]) \cdot ([\underline{A}_0] + [\underline{B}_0]\ [\underline{Y}_{sl}])^{-1}\}^{-1}\ [\underline{U}_g(\omega)] \qquad (24)$$

și matricea tensiunilor de la sfîrșitul liniei :

$$[\underline{U}_l(\omega)] = \{(1 + [R_i]\ [\underline{Y}_{s0}] + [\underline{Z}_s]\ [\underline{Y}_{s0}]) \cdot (\underline{A}_0] + [\underline{B}_0]\ [\underline{Y}_{sl}]) + ([R_i] + [\underline{Z}_s])\ ([\underline{C}_0] + [\underline{D}_0]\ [\underline{Y}_{sl}]\}^{-1}\ [\underline{U}_g(\omega)]. \qquad (25)$$

Pentru o linie în gol, $[\underline{Y}_{s0}] = [0]$; $[\underline{Y}_{sl}] = [0]$ și rezultă :

$$[\underline{U}_0(\omega)] = \{1 + ([R_t] + [\underline{Z}_s])\,[\underline{C}_0][\underline{A}_0]^{-1}\}^{-1}[\underline{U}_g(\omega)], \quad (26)$$

$$[\underline{U}_l(\omega)] = \{[\underline{A}_0] + [R_t] + [\underline{Z}_s])\,[\underline{C}_0]\}^{-1} \cdot [\underline{U}_g(\omega)]. \quad (27)$$

Prin transformarea inversă Fourier se deduc variațiile în timp ale celor două tensiuni, astfel :

$$[u_0(t)] = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \{Real\,[\underline{U}_0(\omega)]\}\cos\omega t\,dt \quad (28)$$

$$[u_l(t)] = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \{Real\,[\underline{U}_l(\omega)]\}\cos\omega t\,dt. \quad (29)$$

3. Calculul matricelor $[A_0]$, $[B_0]$, $[C_0]$, $[D_0]$

În ecuațiile (22) și (23) matricele aferente sistemului de coordonate modale sînt definite astfel :

$$[\underline{A}_0] = [T_u]\,[\mathrm{ch}\,\nu x]\,[T_u]^{-1}, \quad (30)$$

$$[\underline{B}_0] = [T_u]\,[\mathrm{sh}\nu x]\,[\nu]^{-1}[T_u]^{-1}[Z'_f], \quad (31)$$

$$[\underline{C}_0] = [Z'_f]^{-1}\,[T_u]\,[\nu]\,[\mathrm{sh}\nu x]\,[T_u]^{-1}, \quad (32)$$

$$[\underline{D}_0] = [Z'_f]^{-1}\,[T_u]\,[\nu]\,[\mathrm{ch}\nu x]\,[\nu]^{-1} \cdot [T_u]^{-1}\,[Z'_f], \quad (33)$$

în care $[T_u]$ este matricea de transformare în componente modale a tensiunii;

$[\nu]$ — matricea constantelor de propagare în componente modale;

$[Z'_f]$ — matricea impedanțelor longitudinale raportată la conductoarele active în parametri reduși.

Matricea $[T_u]$ este dată de relația :

$$[T_u] = \begin{bmatrix} \frac{\alpha}{\sqrt{2\alpha^2+\beta^2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\delta}{\sqrt{2\delta^2+\varepsilon^2}} \\ \frac{\beta}{\sqrt{2\alpha^2+\beta^2}} & 0 & \frac{\varepsilon}{\sqrt{2\delta^2+\varepsilon^2}} \\ \frac{\alpha}{\sqrt{2\alpha^2+\beta^2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\delta}{\sqrt{2\delta^2+\varepsilon^2}} \end{bmatrix} \quad (34)$$

în care :

$$\alpha = db - \frac{c}{2}(e - a - c - \xi);$$

$$\beta = bc - \frac{b}{2}(a - c - e - \xi); \quad (35)$$

$$\delta = \alpha - c\xi;$$

$$\varepsilon = \beta - b\xi;$$

$$a = AE + BF + CG;$$

$$b = BE + DF + BG;$$

$$c = CE + BF + AG;$$

$$d = AF + BH + CF;$$

$$e = BF + DH + BF; \quad (36)$$

$$A = Z_{aa} - \frac{Z_{pp}(Z_{ap}^2 + Z_{aq}^2) - 2Z_{aq}\,Z_{ap}\,Z_{pq}}{Z_{pp}^2 - Z_{pq}^2},$$

$$B = Z_{ab} - \frac{Z_{pb}(Z_{pp} - Z_{pq})\,(Z_{ap} + Z_{aq})}{Z_{pp}^2 - Z_{pq}^2}, \quad (37)$$

$$C = Z_{ac} - \frac{2Z_{ap}Z_{aq}Z_{pp} - Z_{pq}(Z_{ap}^2 + Z_{aq}^2)}{Z_{pp}^2 - Z_{pq}^2},$$

$$D = Z_{aa} - \frac{2Z_{bp}^2\,(Z_{pp} - Z_{pq})}{Z_{pp}^2 - Z_{pq}^2},$$

$$E = j \cdot \omega \cdot \frac{2{,}42}{2}\left[\frac{1}{A' - C'} - \frac{D'}{2B'^2 - (A' + C')\,D'}\right]\cdot 10^{-8},$$

$$F = j \cdot \omega \cdot 2{,}42\left[\frac{B'}{2B'^2 - (A' + C')D'}\right]\cdot 10^{-8}, \quad (38)$$

$$G = -j \cdot \omega \cdot \frac{2{,}42}{2}\left[\frac{1}{A' - C'} + \frac{D'}{2B'^2 - (A' + C')D'}\right]\cdot 10^{-8},$$

$$H = -j \cdot \omega \cdot 2{,}42\left[\frac{A' + C'}{2B'^2 - (A' + C')\,D'}\right]\cdot 10^{-8},$$

$$A' = \delta_{11} - \frac{\delta_{44}(\delta_{14}^2 + \delta_{15}^2) - 2\delta_{14}\,\delta_{15}\,\delta_{45}}{\delta_{44}^2 - \delta_{45}^2},$$

$$B' = \delta_{12} - \frac{\delta_{24}(\delta_{44} - \delta_{45})\,(\delta_{14} + \delta_{15})}{\delta_{44}^2 - \delta_{45}^2}, \quad (39)$$

$$C' = \delta_{13} - \frac{2\,\delta_{14}\,\delta_{15}\,\delta_{44} - \delta_{45}(\delta_{14}^2 + \delta_{15}^2)}{\delta_{44}^2 - \delta_{45}^2},$$

$$D' = \delta_{11} - \frac{2\delta_{24}^2(\delta_{44} - \delta_{45})}{\delta_{44}^2 - \delta_{45}^2},$$

iar : $\delta_{11} = \lg\frac{2hi}{r_i}$ și $\delta_{ij} = \lg\frac{D'_{ij}}{D_{ij}}$ componentele

matricei coeficienților de potențial. Matricea $[\nu]$ are următoarele componente:

$$[\nu] = \begin{bmatrix} \sqrt{a + c - 2b\frac{\delta}{\varepsilon}} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{a - c} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{a + c - 2b\frac{\alpha}{\beta}} \end{bmatrix} \tag{40}$$

iar componentele matricei $[Z'_f]$ sînt:

$$[Z'_f] = \begin{bmatrix} A & B & C \\ B & D & B \\ C & B & A \end{bmatrix}. \tag{41}$$

Calculînd efectiv, conform relațiilor (30)÷(33), se obțin componentele matricelor menționate și anume:

$$A_{011} = A_{033} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\left(\alpha^2\frac{b}{d}\operatorname{ch}\nu_{11}l + \frac{\beta^2}{2}\operatorname{ch}\nu_{33}l\right) + \frac{\operatorname{ch}\nu_{22}l}{2},$$

$$A_{012} = A_{032} = \frac{\alpha\beta}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\cdot(\operatorname{ch}\nu_{11}l - \operatorname{ch}\nu_{33}l),$$

$$A_{013} = A_{011} - \operatorname{ch}\nu_{22}l, \tag{42}$$

$$A_{021} = A_{023} = \frac{b}{d}A_{012},$$

$$A_{022} = \frac{\beta^2}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\operatorname{ch}\nu_{11}l + 2\alpha^2\frac{b}{d}\cdot\frac{\operatorname{ch}\nu_{33}l}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2},$$

$$B_{011} = B_{033} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\cdot\left\{\left[(A + C)\alpha^2\frac{b}{d} + \alpha\cdot\beta\cdot B\right]\frac{\operatorname{sh}\nu_{11}l}{\nu_{11}} + [(A + C)\beta^2 - 2\alpha\beta B]\frac{\operatorname{sh}\nu_{33}l}{2\nu_{33}}\right\} + \frac{(A - C)\operatorname{sh}\nu_{22}l}{2\nu_{22}},$$

$$B_{012} = B_{032} = B_{021} = B_{023} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\cdot\left[\left(2\alpha^2\frac{b}{d}B + \alpha\beta D\right)\frac{\operatorname{sh}\nu_{11}l}{\nu_{11}} + (\beta^2 B - \alpha\beta D)\frac{\operatorname{sh}\nu_{33}l}{\nu_{33}}\right],$$

$$B_{013} = B_{031} = B_{011} - (A - C)\frac{\operatorname{sh}\nu_{22}l}{\nu_{22}}, \tag{43}$$

$$B_{022} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\left[\left(2\alpha\cdot\beta\frac{b}{d}B + \beta^2 D\right)\cdot\frac{\operatorname{sh}\nu_{11}l}{\nu_{11}} + \left(2\alpha^2\frac{b}{d}D - 2\alpha\cdot\beta\frac{b}{d}B\right)\frac{\operatorname{sh}\nu_{33}l}{\nu_{33}}\right],$$

$$C_{011} = C_{033} = \left(\frac{\alpha b}{d}\right)^2\frac{\nu_{11}\operatorname{sh}\nu_{11}l}{\left(2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2\right)\left[(A + C)\frac{b}{d} + B\frac{\beta}{\alpha}\right]} + \frac{\nu_{22}\operatorname{sh}\nu_{22}l}{2(A + C)} + \frac{\beta^2\nu_{33}\operatorname{sh}\nu_{33}l}{2\left(2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2\right)\left(A + C - 2B\frac{\alpha}{\beta}\right)},$$

$$C_{012} = C_{021} = C_{023} = C_{032} = \frac{\alpha\cdot\beta}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\left[\frac{\frac{b}{d}\nu_{11}\operatorname{sh}\nu_{11}l}{(A + C)\frac{b}{d} + B\frac{\beta}{\alpha}} + \frac{\nu_{33}\cdot\operatorname{sh}\nu_{33}\cdot l}{A + C - 2\cdot B\frac{\beta}{\alpha}}\right], \tag{44}$$

$$C_{013} = C_{031} - C_{011} - \frac{\nu_{22}\cdot\operatorname{sh}\nu_{22}\cdot l}{A - C},$$

$$C_{022} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\left[\frac{\beta^2\nu_{11}\operatorname{sh}\nu_{11}l}{(A + C)\frac{b}{d} + B\frac{\beta}{\alpha}} + \frac{2\alpha^2\nu_{33}\operatorname{sh}\nu_{33}l}{A + C - 2B\frac{\alpha}{\beta}}\right],$$

$$D_{011} = D_{033} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2} \cdot$$

$$\cdot\left(\alpha^2 \frac{b}{d} \operatorname{ch}\nu_{11} l + \frac{\beta^2 \operatorname{ch}\nu_{33} l}{4}\right),$$

$$D_{012} = D_{032} = \alpha \cdot \beta \cdot \frac{b}{d} (\operatorname{ch}\nu_{11} l - \operatorname{ch}\nu_{33} l),$$

$$D_{013} = D_{031} = D_{011} - \operatorname{ch}\nu_{22} \cdot l, \qquad (45)$$

$$D_{021} = D_{023} = D_{012} \cdot \frac{d}{b},$$

$$D_{022} = \frac{1}{2\frac{b}{d}\alpha^2 + \beta^2}\left(\beta^2 \operatorname{ch}\nu_{11} l + \right.$$

$$\left. + 2\alpha^2 \frac{b}{d} \operatorname{ch}\nu_{33} l\right).$$

4. Calculul matricei $[\underline{U}_g(\omega)]$ pentru linia studiată

Dificultăţile care intervin în calculul densităţii spectrale a tensiunii sursei constau în aceea că integrala:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |U_g(t)|\, dt,$$

nu este convergentă. De aceea se propune [1] limitarea studiului numai pentru timpul corespunzător regimului tranzitoriu care durează cîteva perioade, după care apare regimul permanent:

$$\underline{U}_g(\omega) \overset{D}{=} U_{max} \int_0^{\tau} \sin(\omega_0 t + \alpha)\, e^{-j\omega t}\, dt, \qquad (46)$$

ştiind că:

$$\sin(\omega_0 t + \alpha) = \frac{1}{2j}\left[e^{j(\omega_0 t+\alpha)} - e^{-j(\omega_0 t+\alpha)}\right]$$

şi notînd:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{\omega}{\omega_0} \operatorname{tg}(\tau\omega_0 + \alpha),$$

$$\operatorname{tg}\gamma' = \frac{\omega}{\omega_0} \operatorname{tg}\alpha,$$

se obţine, în urma unor calcule lipsite de dificultate:

$$\underline{U}_g(\omega) = \frac{U_{max}}{2}\left\{\frac{e^{-j[(\omega-\omega_0)\tau-\alpha]}}{\omega-\omega_0} - \frac{e^{-j[(\omega+\omega_0)\tau+\alpha]}}{\omega+\omega_0} - \right.$$

$$\left. - \frac{e^{j\alpha}}{\omega-\omega_0} + \frac{e^{-j\alpha}}{\omega+\omega_0}\right\}. \qquad (47)$$

Pentru transformata Fourier inversă este nevoie de partea reală a mărimii $\underline{U}_g(\omega)$:

$$Real\{U_g(\omega)\} =$$

$$= \frac{\omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2} U_{max}\left\{\frac{\cos(\omega_0\tau+\alpha)}{\cos\gamma}\cos(\omega\tau-\gamma) - \cos\alpha\right\}. \qquad (48)$$

În această relaţie pentru $\omega = \omega_0$ apare o nedeterminare de forma $\frac{0}{0}$ care poate fi înlăturată cu regula lui l'Hôspital. Se calculează pentru aceasta modulul mărimii $\underline{U}g(\omega)$, care se obţine sub forma:

$$|\underline{U}_g(\omega)| = \frac{\omega}{\omega^2-\omega_0^2} U_{max} \cdot$$

$$\sqrt{\frac{\cos^2(\omega_0\tau+\alpha)}{\cos^2\gamma} + \frac{\cos^2\alpha}{\cos^2\delta} - 2\frac{\cos(\omega_0\tau+\alpha)\cos\alpha}{\cos\gamma\cdot\cos\delta}} \cdot X, \qquad (49)$$

în care:

$$X = \cos(\omega\tau - \gamma - \delta);\ \delta = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\operatorname{tg}\alpha\right).$$

Ridicînd la pătrat, derivînd de două ori şi ţinînd seama că $\lim_{\omega\to\omega_0}\gamma' = \frac{\sin 2\alpha}{2\omega_0}$ din relaţia (49) se obţine:

$$|\underline{U}_g(\omega)| = \frac{U_{max}}{2\omega_0} \cdot$$

$$\sqrt{\omega_0^2\tau^2 - 2\omega_0\tau\cos(\omega_0\tau+2\alpha)\sin\omega_0\tau + \sin^2\omega_0\tau}. \qquad (50)$$

Pentru simplificarea calculelor se consideră $\tau = \frac{2k\pi}{\omega_0}$.

Astfel:

$$\underline{U}_g(\omega) = \frac{U_{max}}{\omega^2-\omega_0^2}(1 - e^{-j2k\pi\frac{\omega}{\omega_0}})(\omega_0\cos\alpha + j\omega\sin\alpha), \qquad (51)$$

$$Re\{\underline{U}_g)(\omega)\} = \frac{2U_{max}\sin k\pi\frac{\omega}{\omega_0}}{\omega^2-\omega_0^2} \cdot$$

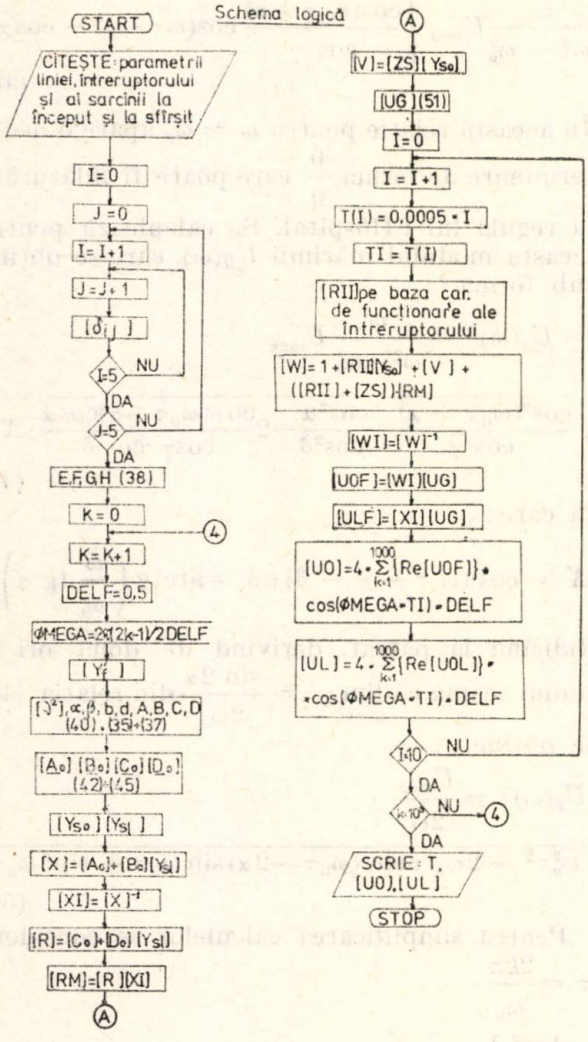
$$\cdot(\omega\cos k\pi\frac{\omega}{\omega_0}\sin\alpha - \omega_0\sin k\pi\frac{\omega}{\omega_0}\cos\alpha), \qquad (52)$$

se observă că nedeterminarea a fost eliminată deoarece :

pentru $\omega = \omega_0$; $|\underline{U}_g(\omega)| = \frac{k\pi}{\omega_0} U_{max}$.

5. Rezultatele obținute în calculul supratensiunilor care apar la conectarea liniei studiate

Calculele au fost efectuate cu ajutorul unui program pe calculator, a cărui schemă logică este prezentată în anexă.



Analiza în domeniul frecvenței s-a făcut pînă la 500 Hz cu pasul de 0,5 Hz, iar perioada de studiu a fenomenelor tranzitorii $\tau = 4{,}5$ ms cu pas de 0,5 ms.

S-au calculat tensiunile la începutul liniei și la sfîrșitul ei, pe fiecare fază, ținîndu-se seama de posibilitatea de variație a mărimilor care pot influența supratensiunile : unghiul de conectare, lungimea liniei, puterea de scurtcircuit a sursei de alimentare, rezistența de șuntare a întrerupătorului.

Pentru a putea lua în considerație nesincronizarea închiderii contactelor pe cele trei faze s-a folosit un model de întrerupător ideal, prezentat în figura 3.

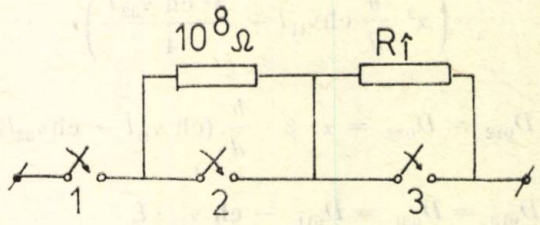


Fig. 3. Modelul întrerupătorului ideal pentru studiul nesincronizării fazelor la conectare.

La $t = 0$, teoretic are loc conectarea sincronă a sursei la linie pentru închiderea simultană a contactelor *1*. Datorită rezistenței de $10^8\Omega$ se poate considera practic că linia nu este conectată la sursă. Conectarea efectivă are loc pe fiecare din fazele i, în momentul t_i, cînd se închid contactele 2 (pentru faza care închide prima $t_i = 0$; pentru celelalte, t_i corespund nesincronismului de conectare). Contactele *3* se închid după un timp t_j care corespunde menținerii în circuit a rezistențelor de șuntare, cînd acestea există.

Cu acest model se pot obține conectări bifazate sau monofazate prin mărirea timpilor t_i astfel încît să depășească $\tau = 4{,}5$ ms.

5.1. Descrierea programului

Programul a fost elaborat în limbaj FORTRAN și are următoarele mărimi de intrare :

SIGMA — conductivitatea solului [1/Ωm] ;
RO(I) — rezistența în c.c. a conductorului i [Ω/km] ;
D(I, J) — distanța între conductoarele i, j ; pentru $i = j$ se obține raza conductorului i [cm] ;
DPRIM(I, J) — distanța între conductorul i și imaginea conductorului j față de pămînt ; pentru $i = j$ se obține dublul înălțimii față de pămînt, a conductorului i [cm] ;
L — lungimea liniei [km] ;
RSO — rezistența sarcinii la începutul liniei [Ω] ;
LSO — inductivitatea sarcinii la începutul liniei [H] ;
RSL — rezistența sarcinii la sfîrșitul liniei [Ω] ;
LSL — inductivitatea sarcinii la sfîrșitul liniei [H] ;
TR — durata conectării în circuit a rezistențelor de șuntare ale întrerupătorului [s] ;

ALFA — unghiul de conectare al primei dintre fazele care conectează [grade];

TC — momentul conectării fiecărei faze a întrerupătorului față de prima dintre fazele care conectează, considerată că închide la momentul $t=0$[s];

$ZS=RS+JXS$ — impendanța internă a sursei [Ω];

RI — valorile rezistențelor de șuntare ale întrerupătorului [Ω].

Mărimile de ieșire din program sînt :

T — timpul la care sînt afișate valorile supratensiunilor [s];

U01, *U02*, *U03* — tensiunile la începutul liniei raportate la tensiunile din regimul permanent stabilizat, regimul permanent stabilizat, respectiv pe fazele R, S, T;

UL1, *UL2*, *UL3* — tensiunile la sfîrșitul liniei raportate la tensiunile în regimul permanent stabilizat, respectiv pe fazele R, S, T.

5.2. *Influența puterii de scurtcircuit a sursei și a conectării bifazate sau monofazate*

Influența puterii de scurtcircuit a sursei se poate observa din tabelele 1 și 2 în cazul unei linii de $l = 306$ km conectată la o sursă de putere infinită și apoi la o sursă de 900 MVA ($L_s = 0{,}171$H). Tot din aceste două tabele se poate observa și influența conectării sincrone (tab. 1.) și nesincrone (tab. 2.) în care faza R închide prima, $\alpha = 90°$, faza S după 3 ms (54°), iar faza T după 5 ms (90°).

În tabelele 2 și 3 este prezentată conectarea trifazată, respectiv bifazată a unei linii de 306 km la o sursă de 900 MVA, iar în tabelele 4 și 5 pentru o linie de 500 km (aceeași sursă). Din tabele rezultă pentru linia de 500 km, supratensiuni mai mici decît pentru linia de 306 km la capătul liber, și aceasta pentru că $\tau =$ = timpul de studiere pe calculator a regimului tranzitoriu este insuficient pentru întoarcerea undelor reflectate de la capătul în gol (rezultatele sînt așadar corecte).

Pentru linia de 116 km lungime s-a studiat conectarea trifazată nesincronă (tab. 6), bifazată nesincronă (tab. 7) și monofazată (tab. 8) a fazei S la 155° (nesincronismele sînt aceleași, de 3 ms, respectiv 5 ms).

Se poate observa ușor că pe faza care închide prima pot apare supratensiuni importante și deci solicitări electrice mari.

În figurile 4 și 5 sînt trasate grafic rezultatele cuprinse în tabelul 1 și respectiv 6. Se poate calcula frecvența de oscilație a undei de supratensiune în regim tranzitoriu și se obține $f \simeq 250$ Hz (fig. 4) și $f \simeq 334$ Hz (fig. 5).

5.3. *Influența unghiului de conectare*

Pentru linia de 306 km lungime s-a determinat influența unghiului de conectare pentru următoarele valori : 0 ; 30 ; 45 ; 60 ; 90 ; 120 ; 150 ; 180.

Rezultatele sînt prezentate în tabelul 9.

Tabelul 1

T (m.s.)	*U01*	*UL1*	*U02*	*UL2*	*U03*	*UL3*
1	2	3	4	5	6	7
5	0,987	0,32	—0,375	—0,052	—0,611	—0,008
10	0,953	0,777	—0,215	—0,432	—0,737	—0,428
15	0,891	1,595	—0,042	—0,682	—0,048	—0,997
20	0,806	2,0614	0,107	—0,559	—0,914	—1,497
25	0,707	1,919	0,253	0,062	—0,959	—1,711
30	0,589	1,216	0,404	0,603	—0,994	—1,555
35	0,454	0,257	0,549	1,157	—1,003	—1,13
40	0,307	—0,562	0,67	1,381	—0,977	—0,649
45	0,156	—0,937	0,773	1,215	—0,929	—0,324

Tabelul 2

T (m.s.)	*U01*	*UL1*	*U02*	*UL2*	*UO3*	*UL3*
1	2	3	4	5	6	7
5	0,578	—0,041	—0,184	—0,001	0,019	0,002
10	0,744	0,344	—0,211	—0,223	—0,527	—0,198
15	0,942	0,92	—0,207	—0,431	—0,743	—0,57
20	1,104	1,497	—0,171	—0,512	—0,952	—1,021
25	1,203	1,866	—0,049	—0,423	—1,144	—1,433
30	1,175	1,931	0,168	—0,148	—1,288	—1,705
35	0,964	1,69	0,442	0,294	—1,34	—1,789
40	0,607	1,15	0,727	0,821	—1,28	—1,672
45	0,193	0,39	0,99	1,296	—1,13	—1,379

Tabelul 3

T (m.s.)	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	7
5	0,61	—0,043	0,128	—0,009	0,08	—0,003
10	0,811	0,292	0,266	—0,072	0,169	—0,059
15	1,967	0,844	0,26	0,032	0,20	—0,047
20	1,04	1,42	0,135	0,242	0,11	0,075
25	1,069	1,782	0,057	0,356	—0,031	0,22
30	1,123	1,844	0,098	0,224	0,0284	0,109
35	0,911	1,631	0,369	0,239	0,064	0,13
40	0,563	1,16	0,666	0,817	0,088	0,166
45	0,176	0,463	0,956	1,358	0,054	0,238

Tabelul 4

T(m.s.)	$U01$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	7
5	0,566	—0,002	—0,183	0,012	0,025	0,003
10	0,833	—0,114	—0,268	0,052	—0,575	0,068
15	0,991	0,064	—0,205	—0,088	—0,777	—0,025
20	0,905	0,632	—0,022	—0,378	—0,856	—0,374
25	0,728	1,332	0,157	—0,568	—0,867	—0,876
30	0,671	1,773	0,234	—0,465	—0,93	—1,31
35	0,804	1,795	0,255	—0,136	—1,088	—1,537
40	0,911	1,586	0,363	0,193	—1,269	—1,621
45	0,79	1,434	0,621	0,416	—1,345	—1,725

Tabelul 5

T (m.s.)	$UO1$	$UL1$	$U02$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	7
5	0,599	0,0002	0,133	0,007	0,088	0,007
10	0,882	—0,097	0,214	0,003	0,158	0,024
15	1,008	0,03	0,246	—0,044	0,17	—0,041
20	0,901	0,501	0,238	—0,069	0,159	—0,121
25	0,729	1,138	0,234	0,015	0,184	—0,093
30	0,695	1,63	0,243	—0,604	0,189	—0,074
35	0,78	1,668	0,215	—0,254	0,167	—0,0122
40	0,835	1,481	0,267	0,09	0,08	0,1047
45	0,694	1,33	0,511	0,304	0,005	0,1858

Tabelul 6

T(m.s.)	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	7
5	0,609	0,381	—0,225	—0,2	+0,018	—0,01
10	1,284	1,422	—0,487	—0,616	—0,829	—0,888
15	1,671	2,043	—0,337	—0,615	—1,197	—1,386
20	1,342	1,63	—0,004	—0,039	—1,214	—1,357
25	0,519	0,471	0,528	0,672	—0,948	—0,914
30	—0,14	—0,482	0,781	0,951	—0,702	—0,536
35	—0,141	—0,465	0,663	0,686	—0,729	—0,605
40	0,399	0,393	0,442	0,303	—0,997	—1,043
45	0,255	1,183	0,451	0,301	—1,23	—1,402

5.4. Influența lungimii liniei

În programul rulat pe calculator, lungimea liniei a fost variată între 116 km și 1 500 km. Din motivele arătate la pct. 5.2., rezultatele nu pot fi luate în considerație decît pentru $l = 116 \div 350$ km.

În tabelul 10 și grafic în figura 7 este prezentată influența lungimii liniei, la capătul de alimentare (a) și la capătul în gol (b), asupra

Tabelul 7

T (m.s.)	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	7
5	0,637	0,393	0,123	0,046	0,076	0,014
10	1,281	1,447	0,198	0,219	0,098	0,105
15	1,587	2,016	0,213	0,323	0,087	0,166
20	1,222	1,532	0,144	0,257	0,045	0,138
25	0,479	0,399	0,053	0,076	0,015	0,041
30	—0,099	—0,44	0,816	0,972	0,096	0,097
35	—0,092	—0,415	0,758	0,789	0,107	0,066
40	0,4	0,397	0,5	0,39	0,102	0,061
45	0,8	1,123	0,404	0,268	0,094	0,095

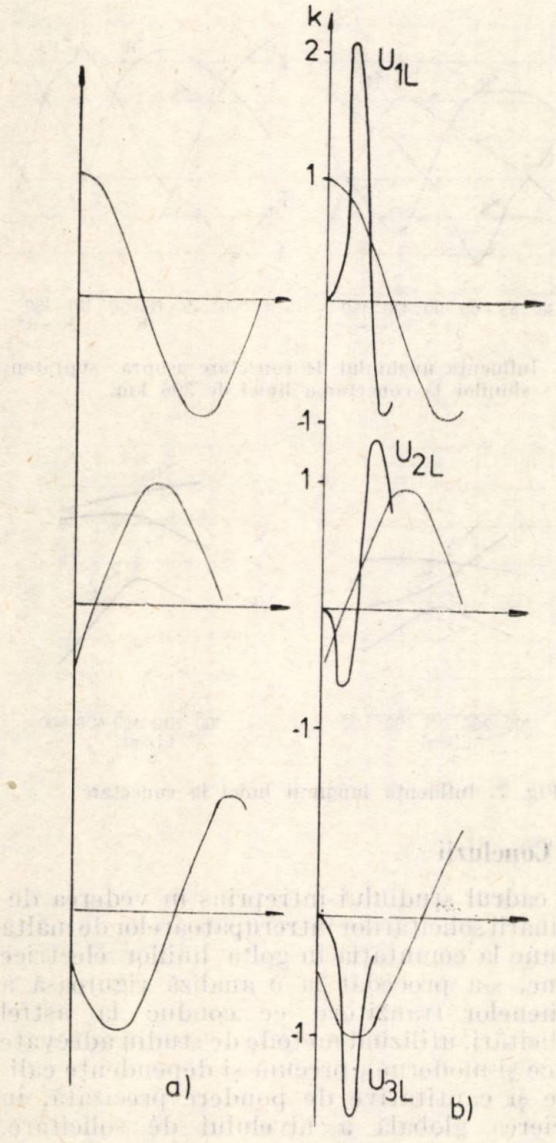


Fig. 4. Variația în timp a tensiunii la începutul (*a*) și la sfîrșitul (*b*) liniei de 306 km (conectare sincronă la o sursă de putere infinită).

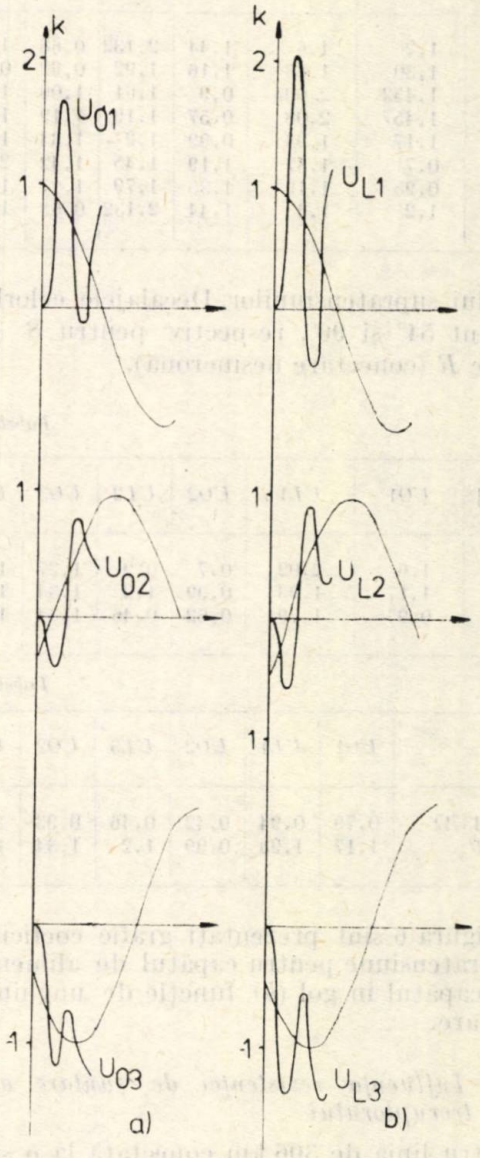


Fig. 5. Variația în timp a tensiunii la începutul (*a*) și la sfîrșitul (*b*) liniei de 116 km (conectare nesincronă la o sursă de 90 MVA).

Tabelul 8

T(m.s.)	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
1	2	3	4	5	6	4
5	0,081	—0,005	0,41	—0,017	0,081	—0,005
10	0,168	—0,027	0,63	0,232	0,168	—0,027
15	0,207	—0,014	0,87	0,651	0,207	0,014
20	0,169	0,128	1,053	1,142	0,169	0,128
25	0,107	0,245	1,189	1,551	0,107	0,245
30	0,085	0,292	1,272	1,771	0,085	0,292
35	0,099	0,27	1,266	1,778	0,099	0,27
40	0,099	0,23	1,153	1,59	0,099	0,23
45	0,067	0,19	0,983	1,248	0,067	0,199

Tabelul 9

α [grade]	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
0	1,2	1,6	1,44	2,132	0,68	1,25
30	1,30	1,83	1,16	1,92	0,92	0,99
45	1,452	2,004	0,9	1,61	1,09	1,22
60	1,457	2,08	0,57	1,19	1,19	1,37
90	1,17	1,93	0,99	1,2	1,34	1,78
120	0,7	1,37	1,19	1,45	1,42	2,07
150	0,95	1,19	1,35	1,79	1,17	1,88
180	1,2	1,6	1,44	2,132	0,68	1,25

nivelului supratensiunilor. Decalajele celorlalte faze sînt 54° şi 90°, respectiv pentru S şi T faţă de R (conectare nesincronă).

Tabelul 10

1 [km]	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL2$	$UO3$	$UL3$
116	1,6	2,02	0,7	0,9	1,27	1,43
306	1,17	1,93	0,99	1,2	1,34	1,78
500	0,97	1,79	0,62	0,46	1,34	1,72

Tabelul 11

	$UO1$	$UL1$	$UO2$	$UL3$	$UO2$	$UL3$
Rl = 437Ω	0,79	0,94	0,42	0,46	0,93	1,02
fără Rl	1,17	1,93	0,99	1,2	1,34	1,78

În figura 6 sînt prezentaţi grafic coeficienţii de supratensiune pentru capătul de alimentare (*a*) şi capătul în gol (*b*) funcţie de unghiul de conectare.

5.5. Influenţa rezistenţei de şuntare a întreruptorului

Pentru linia de 306 km conectată la o sursă de 900 MVA, nesincron (R la $\alpha = 90°$, apoi S la 3 ms faţă de R, apoi T la 5 ms faţă de R), s-a determinat influenţa unei rezistenţe de şuntare de 437 Ω, asupra coeficientului de supratensiune (tab. 11).

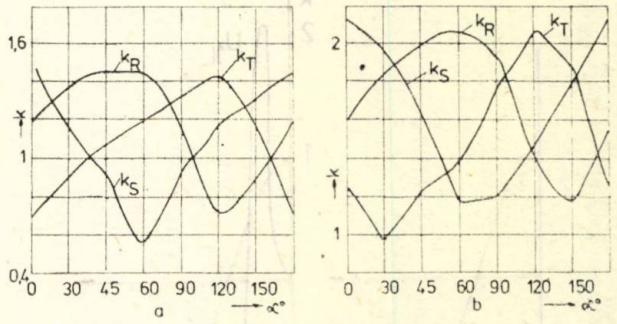


Fig. 6. Influenţa unghiului de conectare asupra supratensiunilor la conectarea liniei de 306 km.

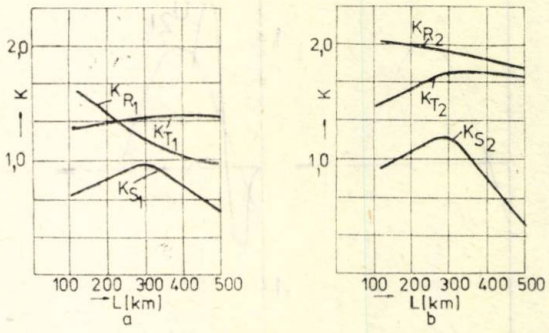


Fig. 7. Influenţa lungimii liniei la conectare.

6. Concluzii

În cadrul studiului întreprins în vederea determinării solicitărilor întrerupătoarelor de înaltă tensiune la comutaţia în gol a liniilor electrice aeriene, s-a procedat la o analiză riguroasă a fenomenelor tranzitorii ce conduc la astfel de solicitări, utilizînd metode de studiu adecvate (clasice şi moderne), precum şi dependenţe calitative şi cantitative de pondere precizată, în aprecierea globală a nivelului de solicitare.

Astfel, au fost determinaţi şi introduşi în calculele proceselor tranzitorii de comutaţie parametrii lineici dependenţi de frecvenţă,

variaţia acestora cu frecvenţa fiind prezentată atît în coordonate de secvenţă directă şi homopolară cît şi în coordonate modale, rezultatele fiind în concordanţă cu alte lucrări similare [5,12].

Pentru linia analizată (220 kV), au fost studiate şi utilizate ecuaţiile de propagare în coordonate de fază, reduse şi modale, apreciindu-se şi subliniindu-se eficienţa aplicării teoriei componentelor modale la calculul fenomenelor tranzitorii ce au loc la conectarea liniilor electrice lungi în gol. De asemenea, au fost utilizate metode bazate pe transformatele Laplace şi Fourier, ultima luînd în consideraţie variaţia cu frecvenţa a parametrilor sistemului electroenergetic, în special creşterea atenuărilor din sistem cu creşterea frecvenţei.

Rezultatele obţinute, de precizie mai ridicată faţă de cazul considerării parametrilor independenţi de frecvenţă, conduc la redimensionarea mai suplă dar în acelaşi timp fiabilă a izolaţiei echipamentelor electrice de înaltă tensiune, cu eficienţă importantă pentru economia naţională.

Calculele au fost efectuate pe calculatorul cifric, programul de calcul fiind adaptabil pentru orice linie de înaltă tensiune şi permiţînd determinarea supratensiunilor de comutaţie în funcţie de: unghiul de conectare, lungimea liniei electrice, puterea de scurtcircuit a sursei, rezistenţa de şuntare a întrerupătorului şi nesincronismul închiderii polilor întrerupătorului.

Pe baza coeficienţilor de supratensiune determinaţi se poate trece la redimensionarea izolaţiei L.E.A. şi a echipamentelor electrice din cadrul sistemului electroenergetic.

Bibliografie

[1] *Iacobescu, Gh.* ş.a. Reţele şi sisteme electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.

[2] *Adâmuţ, I. A.* Analiza propagării undelor electromagnetice pe linii în regim tranzitoriu. Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1972.

[3] *Dimo, P.* Modele R.E.I. şi indicatori de stare în sisteme energetice interconectate. Bucureşti. Editura Academiei RSR, 1979.

[4] *Popovici, N., Popescu, A., Cristovici, A.* Metodă şi program de calcul al parametrilor liniilor electrice aeriene trifazate. In: Energetica, **18**, nr. 5, 1970.

[5] *Golovanov, N.* Calculul supratensiunilor la conectarea liniilor electrice aeriene. Teză de doctorat, IPB, 1974.

[6] *Răduleţ, R., Timotin, A., Ţugulea, A.* O teorie generală a parametrilor tranzitorii ai liniilor electrice lungi şi cu pierderi în prezenţa solului. In: St. cerc. energ. electrotehnică, **16**, nr. 3, 1967.

[7] *Dubanton, C., Gervais, G.* Validation des méthodes analogiques ou numériques de prédétermination des surtensions d'enclenchement par des essais en réseaux de HT. Iw.: R.G.E. 81, nr. 1, 1972.

[8] *Curcanu, G., Tuşaliu, P., Defta, M.* Studiul comutaţiei liniilor electrice lungi în gol, utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune şi modelarea fizică. In: Referate tehn-st, sesiunea de comunicări, Electroputere, Craiova, 1981.

[9] *Cristovici, A., Staadeker, M.* Model matematic pentru calculul numeric al supratensiunilor interne, în reţele trifazate. In: St. cerc. energ. electrotehnic, **21**, nr. 1, 1971.

[10] *Stevenson, W. D.* Elements of power system analysis. Mc. Graw Hill Campany, New-York, 1962.

[11] *Timotin, A.* ş.a. Lecţii de bazele electrotehnicii, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970.

[12] *Drăgan, G.* ş.a. Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice, Bucureşti, Editura tehnică, 1975.

[13] *Calvino, B.* ş.a. Quelques aspects, des contraintes supportées par disjoncteurs HT a la coupure d'un courtcircuit. In: CIGRE, Sesion de 1974, 21—29 Août.

[14] *Stagg, G. W., El Abead, A. N.* Computer methods in power systems analysis. New York, Mc. Graw Hill, 1968.

[15] *Jurgen Kopainsky, Erich Ruoss.* La coupure de faibles courants inductifs et capacitifs dans les reseaux á haute tension. Révue Brown Boveri, nr. 4. 1979. Baden.

CZ 519.63—7.537.811.344

COMPARAŢIE METODE NUMERICE
CALCUL CÎMP MAGNETIC

Comparaţie între metoda diferenţelor finite şi metoda elementelor finite utilizate în calculul cîmpului magnetic staţionar

GHERMAN GHEORGHE* — TIMIŞOARA

Introducere

Într-o comparaţie între metoda diferenţelor finite şi metoda elementelor finite trebuie avut în vedere că de fapt se compară două moduri diferite de rezolvare a unor ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale. Comparaţia poate ţine seama de mai multe criterii [1, 2, 3]:

— erorile soluţiilor celor două metode faţă de soluţiile teoretice ale ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale;

— viteza de convergenţă a soluţiilor celor două metode către soluţiile teoretice;

— volumul resurselor calculatorului (memorie, periferice, timp) utilizate, la aceeaşi

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic Traian Vuia" — Timişoara.

precizie a rezultatelor, sau, precizia rezultatelor pentru același volum de resurse utilizate;

— facilitățile de implementare a celor două metode în rezolvarea problemelor inginerești ce vizează stabilirea unor distribuții de cîmp magnetic, condiționate și de experiența în domeniu a specialistului sau colectivului de specialiști ce optează pentru una din cele două metode.

1. Comparație între cele două metode

Se consideră un cîmp magnetic staționar plan-paralel produs într-un domeniu plan D, închis de o curbă frontieră Γ, de curenți de conducție de densitate normală J aflați în interiorul domeniului D. În cadrul metodei diferențelor finite se discretizează domeniul D cu o rețea de discretizare, de regulă rectangulară. În figura 1 este redată o porțiune din rețea ce conține 4 elemente limitate de drepte

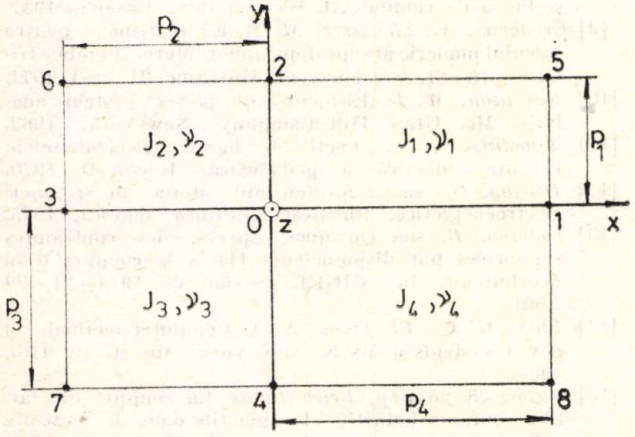


Fig. 1

paralele la axele Ox, Oy ale sistemului de axe xOy. Cele 4 elemente ce înconjoară nodul 0 sînt caracterizate prin:

$$J_1, J_2, J_3, J_4 = \text{constant} \qquad (1)$$

și reluctivități magnetice:

$$\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4 = \text{constant}. \qquad (2)$$

Pentru fiecare nod interior al rețelei de discretizare se scrie o relație de legătură între potențialul magnetic vector propriu și cele ale unor noduri vecine, relație care pentru nodul 0 are forma [2,3]:

$$\left[\nu_1\left(\frac{p_1}{p_4}+\frac{p_4}{p_1}\right)+\nu_2\left(\frac{p_2}{p_1}+\frac{p_1}{p_2}\right)+\right.$$

$$\left.+\nu_3\left(\frac{p_3}{p_2}+\frac{p_2}{p_3}\right)+\nu_4\left(\frac{p_4}{p_3}+\frac{p_3}{p_4}\right)\right]A_0-$$

$$-\left(\nu_4\frac{p_3}{p_4}+\nu_1\frac{p_1}{p_4}\right)A_1-\left(\nu_1\frac{p_4}{p_1}+\nu_2\frac{p_2}{p_1}\right)A_2-$$

$$-\left(\nu_2\frac{p_1}{p_2}+\nu_3\frac{p_3}{p_2}\right)A_3-\left(\nu_3\frac{p_2}{p_3}+\nu_4\frac{p_4}{p_3}\right)A_4=$$

$$=J_1\frac{p_1p_4}{2}+J_2\frac{p_2p_1}{2}+J_3\frac{p_3p_2}{2}+J_4\frac{p_4p_3}{2}. \qquad (3)$$

A_i reprezintă componenta potențialului magnetic vector în nodul i ($i = 0, 1, 2, 3, 4$) după direcția Oz (singura nenulă).

Relațiile de forma (3) scrise pentru nodurile interioare curbei frontieră Γ, împreună cu condițiile pe frontieră, scrise pentru nodurile aflate pe curba Γ, formează un sistem de ecuații algebrice liniare. Soluția problemei de cîmp o reprezintă mulțimea valorilor potențialului magnetic vector în noduri, care satisface sistemul de ecuații algebrice liniare.

În cadrul metodei elementelor finite, domeniul plan D se divizează cu o rețea de discretizare într-un număr finit de elemente, de regulă triunghiulare. Pe ariile elementelor densitățile J de curent de conducție normal și reluctivitățile magnetice ν se consideră constante. Soluția problemei de cîmp se obține în urma minimizării unei funcționale $\mathcal{F}(A)$ care este energia totală a domeniului D. Funcționala $\mathcal{F}(A)$ va fi suma funcționalelor $F_\lambda(A)$ scrise pentru fiecare element curent D_λ (fig. 2), de expresie [2,3]:

$$\mathcal{F}_\lambda(A)=\frac{\nu_\lambda}{8A_\lambda}\{[(x_k-x_j)A_i+(x_i-x_k)A_j+$$

$$+(x_j-x_i)A_k]^2+[(y_j-y_k)A_i+(y_k-y_i)A_j+$$

$$+(y_i-y_j)A_k]^2\}-\frac{J_\lambda}{2}\{[x_jy_k-x_ky_j+$$

$$+(y_j-y_k)x_{g\lambda}+(x_k-x_j)y_{g\lambda}]A_i+$$

$$+[x_ky_i-x_iy_k+(y_k-y_i)x_{g\lambda}+(x_i-x_k)y_{g\lambda}]A_j+$$

$$+[x_iy_j-x_jy_i+(y_i-y_j)x_{g\lambda}+(x_j-x_i)y_{g\lambda}]A_k\}, \qquad (4)$$

A_λ este aria elementului D_λ iar $x_{g\lambda}$ și $y_{g\lambda}$ sînt coordonatele centrului de greutate G. Minimizarea funcționalei $\mathcal{F}(A)$ se face prin anularea derivatelor sumei funcționalelor $\mathcal{F}_\lambda(A)$ în raport cu potențialul magnetic vector din nodurile interioare curbei frontieră Γ; de-a lungul curbei Γ potențialul magnetic vector se presupune dat prin condiții pe frontieră. Se obține în acest fel un sistem de ecuații

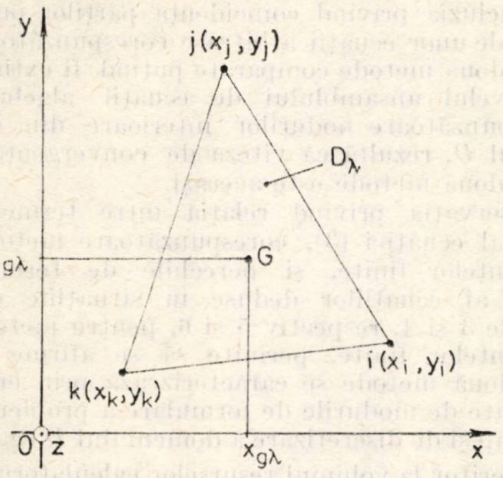


Fig. 2

algebrice liniare, care prin rezolvare furnizează soluția problemei de cimp.

Derivînd pe $\mathcal{F}_\lambda(A)$ în raport cu A_i, rezultă :

$$\frac{\partial \mathcal{F}_\lambda(A)}{\partial A_i} = \frac{\nu_\lambda}{4A_\lambda}\{(x_k-x_j)[(x_k-x_j)A_i+(x_i-x_k)A_j+ + (x_j-x_i)A_k] + (y_j-y_k)[(y_j-y_k)A_i + + (y_k-y_i)A_j + (y_i-y_j)A_k]\} - - \frac{J_\lambda}{2}[x_jy_k - x_ky_j + (y_j-y_k)x_{g\lambda}+(x_k-x_j)y_{g\lambda}]. \quad (5)$$

Din considerente matematice se acceptă că numărul optim de elemente triunghiulare dispuse în jurul unui nod este 6 [2]. Avînd în vedere acest aspect, se analizează intîi situația din figura 3, în care drept triunghi

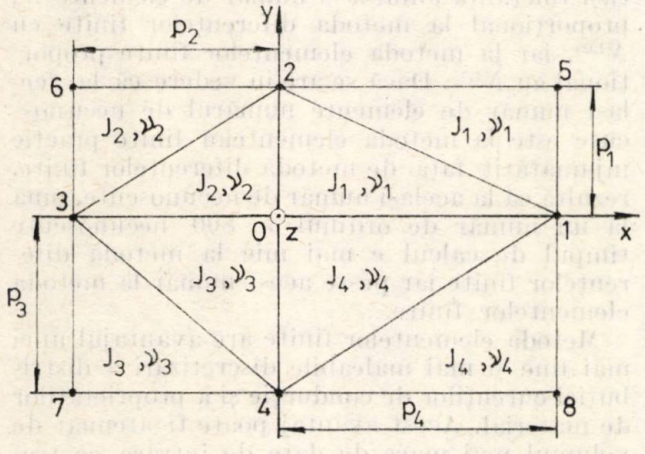


Fig. 3

D_λ se alege triunghiul 012. Notațiile din figura 3 sînt corelate cu cele din figura 1. Ca nod i se ia nodul 0. Scriind relația (5) pentru acest triunghi, rezultă :

$$\frac{\partial \mathcal{F}_\lambda(A)}{\partial A_0} = \nu_1\left[\left(\frac{p_1}{2p_4}+\frac{p_4}{2p_1}\right)A_0 - \frac{p_1}{2p_4}A_1 - - \frac{p_4}{2p_1}A_2\right] - J_1\frac{p_1p_4}{6}. \quad (6)$$

Aplicînd apoi relația (5) triunghiurilor 023, 034 și 041, drept nod i fiind considerat în toate cazurile nodul 0 și anulînd suma celor 4 derivate parțiale, se obține ecuația :

$$\left[\nu_1\left(\frac{p_1}{p_4}+\frac{p_4}{p_1}\right)+\nu_2\left(\frac{p_2}{p_1}+\frac{p_1}{p_2}\right)+ + \nu_3\left(\frac{p_3}{p_2}+\frac{p_2}{p_3}\right)+\nu_4\left(\frac{p_4}{p_3}+\frac{p_3}{p_4}\right)\right]A_0 - -\left(\nu_4\frac{p_3}{p_4}+\nu_1\frac{p_1}{p_4}\right)A_1 - \left(\nu_1\frac{p_4}{p_1}+\nu_2\frac{p_2}{p_1}\right)A_2 - - \left(\nu_2\frac{p_1}{p_2}+\nu_3\frac{p_3}{p_2}\right)A_3 - \left(\nu_3\frac{p_2}{p_3}+\nu_4\frac{p_4}{p_3}\right)A_4 = = J_1\frac{p_1p_4}{3}+J_2\frac{p_2p_1}{3}+J_3\frac{p_3p_2}{3}+J_4\frac{p_4p_3}{3}. \quad (7)$$

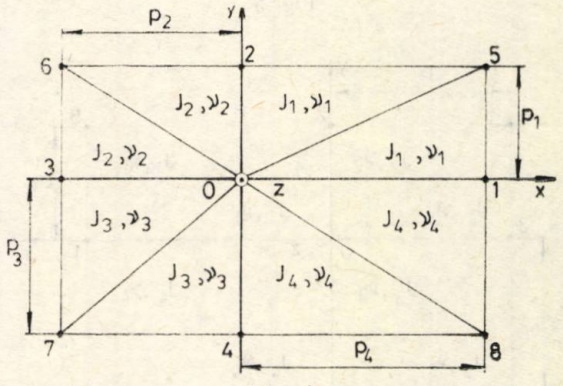


Fig. 4

În figura 3, nodul 0 este nod comun pentru 4 triunghiuri. Dacă el ocupă poziția nodului 1 (sau 2, 3, 4), este comun pentru 8 triunghiuri, ca în figura 4. Aplicînd relația (5) în toate cele 8 triunghiuri, drept nod i fiind considerat nodul 0 și anulînd suma derivatelor parțiale, rezultă ecuația :

$$\left[\nu_1\left(\frac{p_1}{p_4}+\frac{p_4}{p_1}\right)+\nu_2\left(\frac{p_2}{p_1}+\frac{p_1}{p_2}\right)+\nu_3\left(\frac{p_3}{p_2}+\frac{p_2}{p_3}\right)+ + \nu_4\left(\frac{p_4}{p_3}+\frac{p_3}{p_4}\right)\right]A_0 - \left(\nu_4\frac{p_3}{p_4}+\nu_1\frac{p_1}{p_4}\right)A_1 - - \left(\nu_1\frac{p_4}{p_1}+\nu_2\frac{p_2}{p_1}\right)A_2 - \left(\nu_2\frac{p_1}{p_2}+\nu_3\frac{p_3}{p_2}\right)A_3 - - \left(\nu_3\frac{p_2}{p_3}+\nu_4\frac{p_4}{p_3}\right)A_4 = J_1\frac{2p_1p_4}{3} + + J_2\frac{2p_2p_1}{3}+J_3\frac{2p_3p_2}{3}+J_4\frac{2p_4p_3}{3}. \quad (8)$$

Comparînd ecuația (3) cu ecuațiile (7,8), se observă coincidența părților omogene. De asemenea, se mai observă că termenul liber al ecuației (3) este egal cu media aritmetică a termenilor liberi ai ecuațiilor (7,8).

A doua situație care se analizează este cea din figurile 5 și 6, în care nodul 0 este comun pentru 6 triunghiuri. Aplicînd celor 6 triunghiuri din figura 5, respectiv 6 relația (5) și egalînd de fiecare dată cu zero suma derivatelor parțiale ale funcționalei $\mathcal{F}_\lambda(A)$ în raport cu

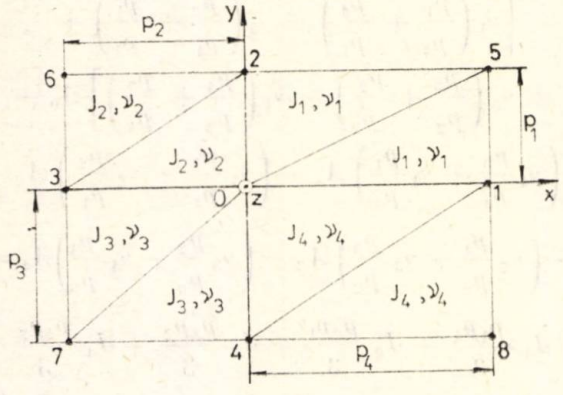


Fig. 5

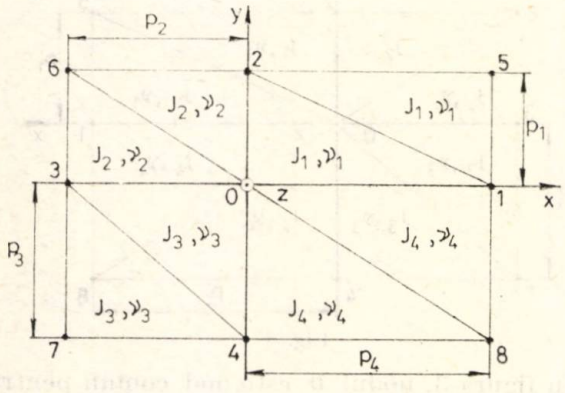


Fig. 6

potențialul magnetic vector din nodul 0, rezultă două ecuații la care părțile omogene coincid cu părțile omogene ale ecuațiilor (7,8), iar termenii liberi sînt :

$$J_1\frac{2p_1p_4}{3}+J_2\frac{p_2p_1}{3}+J_3\frac{2p_3p_4}{3}+J_4\frac{p_4p_3}{3},$$

pentru figura 5, respectiv :

$$J_1\frac{p_1p_4}{3}+J_2\frac{2p_2p_1}{3}+J_3\frac{p_3p_4}{3}+J_4\frac{2p_4p_3}{3}$$

pentru figura 6. Se observă și aici că media aritmetică a celor doi termeni liberi este egală cu termenul liber al ecuației (3).

Concluzia privind coincidența părților omogene ale unor ecuații arbitrare corespunzătoare celor două metode comparate putînd fi extinsă la nivelul ansamblului de ecuații algebrice corespunzătoare nodurilor interioare din domeniul D, rezultă că viteza de convergență a celor două metode este aceeași.

Observația privind relația între termenul liber al ecuației (3), corespunzătoare metodei diferențelor finite, și perechile de termeni liberi ai ecuațiilor deduse în situațiile din figurile 3 și 4, respectiv 5 și 6, pentru metoda elementelor finite, permite să se afirme că cele două metode se caracterizează prin erori generate de modurile de formulare a problemei de cîmp și de discretizare a domeniului D egale.

Referitor la volumul resurselor calculatorului utilizate la aceeași precizie impusă a rezultatelor, se apreciază [1] că în cazul metodei diferențelor finite este necesar un volum al memoriei mai mare de 1,3—2 ori decît în cazul metodei elementelor finite, la același număr de elemente. Din figurile 3, 4, 5 și 6 se observă însă că pe o anumită arie numărul de necunoscute este același în cadrul celor două metode și că numărul dublu de elemente triunghiulare la metoda elementelor finite față de numărul de elemente dreptunghiulare la metoda diferențelor finite permite discretizarea mai fină a distribuției curenților de conducție și a proprietăților de material, dar nu și dublarea numărului necunoscutelor din soluția problemei de cîmp. La același număr de necunoscute, metoda diferențelor finite va pretinde un volum al memoriei calculatorului cel mult egal cu cel pretins de metoda elementelor finite.

În [1] se afirmă că timpii de calcul necesari unui calculator pentru execuția unor programe scrise pe baza celor două metode este, la aceeași toleranță admisă și număr de elemente N, proporțional la metoda diferențelor finite cu $N^{1,93}$, iar la metoda elementelor finite proporțional cu $N^{1,75}$. Dacă se are în vedere că la același număr de elemente numărul de necunoscute este la metoda elementelor finite practic înjumătățit față de metoda diferențelor finite, rezultă că la același număr de necunoscute, pînă la un număr de ordinul a 800 necunoscute timpul de calcul e mai mic la metoda diferențelor finite iar peste acest număr la metoda elementelor finite.

Metoda elementelor finite are avantajul unei mai fine și mai maleabile discretizări a distribuției curenților de conducție și a proprietăților de material. Acest avantaj poate fi atenuat de volumul mai mare de date de intrare ce trebuie preparate și furnizate calculatorului, față de metoda diferențelor finite.

Este posibil ca la metoda elementelor finite, aplicată în cazuri simple, cantitatea de muncă necesară pentru rezolvarea unei probleme de

cîmp să fie mai mare și mai dificilă decît la metoda diferențelor finite.

2. Concluzii

Din cele rezultate prin compararea metodei diferențelor finite cu metoda elementelor finite se poate trage concluzia că cele două metode pot fi utilizate fiecare, cu anumite avantaje și dezavantaje, în probleme inginerești ce au ca obiectiv stabilirea unor distribuții de cîmp.

Considerarea criteriilor de alegere a unei metode numerice pentru rezolvarea unei probleme de cîmp este o problemă delicată din cauza complexității aspectelor adiacente pe care le ridică. În alegerea unei metode numerice trebuie să se țină cont de erorile introduse de metodă, de timpul de calcul necesar, de volumul resurselor pretinse calculatorului, de facilitățile de implementare și de competența și experiența utilizatorului metodei. În unele cazuri un rol hotărîtor îl au mijloacele de calcul disponibile, prin posibilitățile oferite de ele și prin facilitatea utilizării lor [2,4].

Bibliografie

[1] *Demerdash, N. A., Nehl, T. W.* An evaluation of the methods of finite elements and finite differences in the solutions of nonlinear electromagnetic fields in electrical machines. IEEE Transaction on PAS vol. **PAS-98**, nr. 1, 1979, p. 74.

[2] *Soran, I. F.* Studiul configurației cîmpului magnetic în întrefierul mașinii de inducție și influența ei asupra parametrilor de pornire. Teză de doctorat, IPTV Timișoara, 1979.

[3] *Terzian, A. A.., Sukiasian, G. S.* K opredeleniu magnitnih polei cislennîmi metodami. Izvestia AN SSSR, Energhetika i transport, nr. 5, 1977, p. 115.

[4] *Kialkin, R. P., Rojnova, I. P.*: Shodimosti iteraționnih metodov reșenia staționarnih zadacii teorii polia. Iuvestia AN SSSR, Energhetica i transport, nr. 4, 1980, p. 173.

CZ 620.9:621.385.8

ILUMINAT FLUORESCENT
ECONOMIE DE ENERGIE

Tendințe și probleme actuale cu privire la introducerea iluminatului fluorescent în clădiri de locuit

CONSTANTIN IVANOVICI, ADRIANA POPESCU* — BUCUREȘTI

Datorită adîncirii „crizei de energie" apărute în 1973, s-a declanșat la nivel mondial o adevărată campanie de economisire a energiei electrice ce a cuprins toate domeniile de activitate, inclusiv iluminatul electric.

Cu toate că reprezintă un consum foarte mic de energie 1—2%, iluminatul casnic al apartamentelor, utilizat rațional poate contribui la economia generală de energie. Pentru apartamente, mai ales pentru bucătărie și baie este judicios a se utiliza [1], iluminatul cu lămpi fluorescente, în timp ce în restul spațiilor dintr-o casă se utilizează iluminatul cu lămpi cu incandescență, care crează un climat intim și o redare mai bună a culorilor.

Se mai poate utiliza iluminatul fluorescent în holuri, spații sanitare, debarale, pentru iluminat general și încorporate în mobilă, în bar, dulap, servantă, încorporate și lipite de echipamentul de bucătărie pentru iluminat local.

Pe plan mondial la unele simpozioane internaționale [2] pe teme de iluminat s-au discutat probleme legate de introducerea iluminatului fluorescent în clădiri de locuit, iar în RPU, deja din acest an, se va introduce încă în faza de proiectare a noilor locuințe în baie, bucătărie și holuri iluminatul fluorescent.

Se cunosc marile avantaje prezentate de iluminatul fluorescent prin reducerea consumului de energie electrică 30—50% [3,4] și mărirea duratei de viață a lămpilor de 6—9 ori [5,6], precum și dezavantajele create de costurile mai mari ale corpurilor de iluminat, aprinderea mai greoaie în 2—5 s și o întreținere ceva mai complexă.

În cele ce urmează se vor face aprecieri privind economia de energie electrică făcută prin introducerea iluminatului fluorescent în unele spații din apartamente: hol, bucătărie, baie, spații sanitare, holuri comune în noile blocuri de locuințe, precum și timpul în care se amortizează cheltuielile suplimentare datorate acestui iluminat.

În prima parte a materialului prezentat, aprecierea economiei de energie electrică se va face ne mai ținînd seama de investiția făcută și nici de economiile de materiale rezultate prin mărirea duratei de viață a lămpilor utilizate.

Ținînd seama de ritmul actual în construcția de locuințe din țara noastră unde se construiesc

* *Ivanovici, C.* este cercet. pr. III la Institutul de cercet. și inginerie tehnologică ptr. ind. electrotehnică, *Popescu, A.* — fiz. pr. la Intr. de cinescoape — București.

anual circa 2 000 blocuri noi, se va lua pentru calcul situația unui bloc mediu cu 3 scări identice ca număr de apartamente : 21 cu 2 camere, 22 cu 3 și 4 camere, cu 10 etaje și parter.

Pentru apartamentele cu 2 camere în tabelul 1 s-au calculat pentru spațiile menționate baie, hol și bucătărie, în funcție de numărul de ore de funcționare pe an, economiile de energie electrică ce se pot realiza prin introducerea iluminatului fluorescent în locul celui incandescent. Economia de energie electrică s-a calculat tarifînd energia electrică cu prețul mediu pe țară [7] de 0,70 lei/kWh.

Se observă că la un apartament de 2 camere se pot economisi 112 kWh/an, ceea ce înseamnă un cost mai mic cu 78 lei pe an la consumul de energie electrică pentru locatari.

Pentru apartamentele cu 3 și 4 camere (care au conf. tab. 2 în plus față de apartamentele cu 2 camere, un hol și un spațiu sanitar), economia de energie electrică este de 129 kWh/an, ceea ce înseamnă un cost mai mic cu 90,70 lei pe an la consumul de energie electrică pentru locatari.

În tabelul 3 s-au calculat pentru diferite tipuri de holuri comune existente, cu lumină naturală (B) și fără (A), cu regim programat cu pauză de noapte B1 și A1, economiile de energie electrică, ce rezultă prin înlocuirea lămpilor cu incandescență de 25 W utilizate actual, cu lămpi fluorescente de 14 W (ce consumă 18 W pe palier). În [8,9] se precizează că orice lampă fluorescentă consumă de la rețea o putere egală cu suma dintre puterea lămpii și pierderile pe balast. Deci lampa de 14 W consumă 14 W + 4 W = 18 W.

Se observă din tabelul 3 că la holul comun fără lumină naturală (A) cu regim continuu de funcționare pe iluminatul de siguranță (iluminat ce se aprinde de la parter la toate cele 10 etaje și parter) în cele 8 760 ore de funcționare pe an se economisesc prin introducerea iluminatului fluorescent circa 675 kWh.

Prin introducerea unei pauze de noapte la iluminatul acestui hol comun (A_1) între orele 22 — și 6 dimineața, economiile de energie cresc la 1 253 kWh/an. În acest timp se utili-

Tabelul 1

Date comparative privind consumurile energetice ale iluminatului cu lămpi fluorescente și incandescente în dependințele apartamentelor cu 2 camere

Nr. crt. sau simbol	Locul utilizării iluminatului	Nr. ore de funcționare	Puterea consumată (kWh/an) — Puterea instalată (W)		Reducere consum energie electrică kW/an	Economii lei/an
			Incandescentă	Fluorescentă		
1	Baie	700	52,50/75	17,50/25	35	24,50
2	Hol mare	1500	90/60	37,30/25	52,50	36,75
3	Bucătărie	800	60/75	36/45	24	16,80
Apartament 2 camere			202,50/210	91/95	112	78

Tabelul 2

Date comparative privind consumurile energetice ale iluminatului cu lămpi fluorescente și incandescente în dependințele apartamentelor cu 3—4 camere

4	Hol mic	200	8/40	3,60/18	4,40	3,80
5	Spații sanitare	300	18/60	5,40/18	12,60	8,80
Apartament 3—4 camere			228,50/310	100/131	129	90

Tabelul 3

Date comparative privind consumurile energetice ale iluminatului cu lămpi fluorescente de 14 W și incandescente de 25 W pe holurile comune ale blocurilor de locuințe

A	Hol comun fără lumină naturală	8760	2409/275	1734/198	675	475,50
A_1	Idem cu pauză de noapte	5840	2409/275	1156/198	1253	877
B	Hol comun cu lumină naturală	4015	1104/275	795/198	309	216
B_1	Idem cu pauză de noapte	1460	1104/275	289/198	815	570,50

zează la cerere un iluminat incandescent montat pe automat de scară.

La un hol comun cu lumină naturală (B) unde iluminatul de siguranță se folosește în perioada de seară — noapte, deci 4 015 ore/an prin introducerea iluminatului fluorescent se economisesc 309 kWh/an.

Prin introducerea unei pauze de noapte la iluminatul acestui hol comun (B_1) economiile de energie electrică ajung la 815 kWh/an.

Pe scara unui bloc, dacă s-ar înlocui iluminatul incandescent cu cel fluorescent în spațiile propuse la toate apartamentele, s-ar reduce într-un an consumul de energie electrică (conf. tab. 4), cu 5201 kWh și puterea instalată cu 6,36 kW.

Tabelul 4

Date privind economiile de energie electrică și de reducere a puterii instalate pe scara unui bloc de 10 etaje

Nr. crt.	Nr. camere	Nr. apartamente	Economie energie electrică kWh/an	Putere instalată redusă (kW)
1	2	21	2363	2,42
2	3—4	22	2838	3,94
	TOTAL		5201	6,36

În tabelele 5, 6, 7, și 8 s-au calculat economiile de energie electrică, ținîndu-se seama de reducerea pierderilor în rețele la un bloc cu holuri de tip A, ce se construiesc în proporție de 20% (400 de blocuri) și la un bloc cu holuri de tip B, ce se construiesc în proporție de 80% (1 600 blocuri).

Prin cumularea economiilor de energie electrică la blocurile cu holuri comune de tip A și B, se obține reducerea consumurilor energetice cu 34,20 mil. kWh/an, iar la cele cu holuri comune de tip A_1 și B_1 se obține reducerea consumurilor energetice cu 37,31 mil. kWh/an.

Dacă iluminatul fluorescent recomandat s-ar extinde și la vechile construcții de locuințe, economiile menționate s-ar mări de aproximativ 50 ori, deci s-ar obține economii de energie electrică de circa 1,5 mil. MWh pe an.

Din cele expuse pînă acum rezultă că se impune introducerea iluminatului fluorescent în unele spații din apartamente : baie, bucătărie, holuri, spații sanitare și pe holurile comune ale blocurilor de locuințe, datorită economiilor de energie electrică ce se pot obține pentru

Tabelul 5

Date privind economiile de energie electrică la noile blocuri ce se construiesc cu holuri comune fără lumină naturală

Locul utilizării iluminatului	Economie energie electrică kWh/an	Putere instalată redusă kW	Pierderi în rețele kWh	Reducerea economie de energie electrică kWh/an
Apartamente	5201	6,36	114,5	5315,5
Hol tip A	675	0,077	1,386	676
Total 1 scară	5876	6,42	115,9	5991,5
Total 3 scări	17628	19,26	347,7	17975
20% Total 400 blocuri				7,2 mil. kWh

Tabelul 6

Date privind economiile de energie electrică la noile blocuri ce se construiesc cu holuri comune fără lumină naturală și cu pauză de noapte a iluminatului

Apartamente	5201	6,36	114,5	5315,5
Hol tip A_1	1253	0,077	1,39	1254
Total 1 scară	6454	6,42	115,9	6570
Total 3 scări	19362	19,26	347,7	19710
20% Total 4000 blocuri				7,88 mil.kWh

Tabelul 7

Date privind economiile de energie electrică la noile blocuri ce se construiesc cu holuri comune cu lumină naturală

Apartamente	5201	6,36	114,5	5315,5
Hol tip B	309	0,077	1,386	310
Total 1 scară	5510	6,42	115,9	5625
Total 3 scări	16530	19,26	347,7	16875
80% Total 1600 blocuri				27 mil.kWh

Tabelul 8

Date privind economiile de energie electrică la noile blocuri ce se construiesc cu holuri comune cu lumină naturală și cu pauză de noapte a iluminatului

Apartamente	5201	6,36	114,5	5315,5
Hol tip B_1	815	0,077	1,386	816
Total 1 scară	6016	6,42	115,9	6132
Total 3 scară	18048	19,26	115,9	18396
80% Total 1600 blocuri				29,45 mil.kWh

economia națională. În actuala criză energetică, aceste economii de energie impun echiparea cu iluminat fluorescent încă din faza de proiectare în unele dependințe din apartamente, cu toate că ele implică cheltuieli suplimentare la montarea lor. Amortizarea (A) cheltuielilor suplimentare necesare introducerii iluminatului fluorescent se va calcula pentru fiecare spațiu din apartament cu formula:

$$A = \frac{C}{E} \text{ (ani)}, \qquad (1)$$

în care:

C (lei) reprezintă cheltuieli suplimentare rezultate prin introducerea corpurilor de iluminat fluorescent propuse în locul celui incandescent ce se utiliza;

E (lei) — economiile pe an realizate prin reducerea consumului de energie electrică activă a pierderilor în rețele, a reducerii investițiilor specifice în stații și centrale electrice și economiile de materiale realizate prin utilizarea lămpilor fluorescente cu durata mai mare de viață de 6 500 ore, față de lămpile cu incandescență care au durata de 1 000 ore.

În tabelul 9 sînt prezentați timpii de amortizare a cheltuielilor suplimentare necesare introducerii iluminatului fluorescent în locul celui incandescent în unele dependințe din

Tabelul 9

Date privind amortizarea cheltuielilor suplimentare datorate introducerii în apartamente și holuri comune a iluminatului fluorescent în locul celui incandescent

Locul utilizării iluminatului		Economii de energie electrică (kWh/an)		lei/an	Investiții specifice (lei)	Cost materiale pe an (lei) LEI	LFA	Economii materiale, lei/an	Total economii, lei/an	Investiții (lei) LEI	LFA	Cheltuieli suplimentare, lei	Economii lei/an	Amortizarea iluminatului fluorescent — ani —
		Energie electrică activă	Pierderi în rețele											
Hol mare	C	52,50	0,53	36,98	210	6,40	5	1,40	248,40	—	137	137	111	0,5
	L									180	189	9	240	0,03
Hol mic	C	4,4	0,40	3,36	120	0,80	0,60	0,20	120,60	—	135	135	—	1,1
	L									170	170	—	120,60	—
Bucătărie	C	24	0,45	17,11	150	4,00	5,50	—1,50	165,50	37,70	146	107	58	0,6
	L										260	260		1,57
Baie	C	35	0,90	25,13	300	4,50	18	—13,50	311,60	37,70	257	220	91	0,7
	L										317	317	—	1,05
Spații sanitare	C	12,60	2,28	10,32	252	1,30	0,90	0,40	263	37,70	135	97	166	0,4
	L										181	181	82	0,7
Hol comun A	C	675	1,4	473,5	462	385	232	153	1089	198	1485	1287	—	1,2
	L										1870	1870		1,72
Hol comun A_1	C	1253	1,4	877,8	462	257	220	37	1377	198	1735	1537	—	1,1
	L										2120	2121		1,54
Hol comun B	C	309	1,4	217	462	176	143	33	712	198	1485	1287	—	1,81
	L										1870	1870		2,63
Hol comun B_1	C	815	1,4	572	462	64	50	14	1048	198	1735	1537	—	1,48
	L										2120	2120	—	2,03

S-a notat cu: LEI — lămpile electrice cu incandescență
LFA — lămpi fluorescente
C — din proiectare
L — din inițiativa locatarilor

apartamente, care s-au calculat în conformitate cu metodica de calcul ce se va prezenta ca exemplificare pentru baie, hol comun de tip A și hol comun de tip B_1.

Exemplul 1

La baie se utilizează pentru iluminat, în medie 700 ore pe an, o lampă fluorescentă de 20 W (ce consumă 25 W de la rețea) în locul unei lămpi cu incandescență de 75 W, care se utiliza pînă acum. Puterea instalată redusă în acest fel este de 50 W. Prin utilizarea iluminatului fluorescent în locul celui incandescent se reduc : consumul de energie electrică activă (pct. 1.1), pierderile în rețele (pct. 1.2) și puterea instalată specifică în centrale și rețele (pct. 1.3.) ; se mărește costul de materiale (pct. 1.4) și rezultă economiile (conf. pct. 1.5). Investițiile făcute (pct. 1.6.) se amortizează (pct. 1.7.) în 0,7 ani dacă se introduce iluminatul fluorescent din proiectare și într-un an, dacă aceasta se face din inițiativa locatarilor.

1.1. Reducerea consumului de energie electrică activă. Se reduce consumul de energie electrică cu 50 W × 700 ore = 35 kWh și se economisesc 35 kWh × 0,70 lei = 24,50 lei.

1.2. Reducerea pierderilor în rețele. În conformitate cu normativul PE 011/1982 [7] pierderile în rețele se iau în valoare de 1% pentru 1 800 ore. Prin micșorarea puterii instalate cu 50 W se reduc pierderile în rețele cu :

$$\left(50.10^{-3}\ \text{kW} \cdot \frac{1}{100}\right) \times 1\,800\ \text{ore} = 0{,}90\ \text{kWh}$$

și se economisesc 0,90 kWh × 0,70 lei/kWh = = 0,63 lei.

1.3. Reducerea investiției specifice în centrale și rețele. În conformitate cu reglementările actuale [7] pentru 1 kW de putere instalată specifică în centrale și rețele se cheltuiesc 6 000 — 10 000 lei, deci se reduce investiția specifică cu :

$$50 \times 10^{-3}\ \text{kWh} \times 6\,000\ \text{lei/kW} = 300\ \text{lei.}$$

1.4. Costurile materialelor. Datorită unui ciclu de 30—50 aprinderi pe zi a iluminatului în baie se reduce durata lămpilor cu incandescență (LEI) cu 30% de la $D_n = 1\,000$ ore la 700 ore și a lămpilor fluorescente (LFA) cu 70% de la $D_n = 6\,500$ ore la 2 000 ore. Starterele ce au o durată de circa 15 000 cicluri aprins — stins, se defectează în medie unul pe an.

Costul unui bec de 75 W este de 4,50 lei, a unei lămpi fluorescente de 20 W de 22 lei × $\times \frac{700\ \text{ore}}{2\,000\ \text{ore}} = 7{,}25$ lei într-un an și al unui starter este de 10,70 lei. Deci, se cheltuiesc materiale suplimentare față de lămpile cu incandescență prin utilizarea lămpilor fluorescente în valoare de 13,50 lei.

1.5. Economiile (E) realizate din : 1.1. + 1.2. + 1.3. + 1.4. sînt de 311,60 lei pe an.

1.6. Investiții. Prin utilizarea unui corp de iluminat fluorescent de tip AB — 01 — 120(1 × × 20 W) ce costă pe constructor 257 lei [10] în locul unei aplice de tip PA — 180 ce se utiliza pentru iluminat incandescent și care costa 37,70 lei se cheltuiesc suplimentar 220 lei. Dacă se monta din inițiativa locatarilor s-ar fi investit suplimentar 317 lei.

1.7. Amortizare. Amortizarea cheltuielilor făcute prin introducerea iluminatului fluorescent în locul celui incandescent se calculează cu formula (1) și rezultă că este de 0,7 ani cînd se prevede din construcție acest sistem de iluminat fluorescent și de 1,05 cînd se face din inițiativa locatarilor.

Exemplul 2

La un hol comun fără lumină naturală (tip A) se utilizează pe iluminatul de siguranță, în regim continuu de funcționare 8 760 ore pe an, lămpi fluorescente de tip FIA — 01 — — 114 (1 × 14 W) (ce consumă 18 W) în locul celor cu incandescență de 25 W. Sînt 11 lămpi fluorescente montate pe scara unui bloc cu 10 etaje și parter, care reduc cu 77 W puterea instalată față de lămpile cu incandescență. Conform metodologiei de calcul utilizată la primul exemplu se dau rezultatele calculelor pentru pct. 1.1 ÷ 1.7, pentru holul de tip A propus a se lumina cu lămpi fluorescente, încă din faza de proiectare.

1.1. 77 W × 8 760 ore = 675 kWh,

675 kWh × 0,70 lei/kWh = 472,50 lei.

1.2. $\left(77 \times 10^{-3} \cdot \frac{1}{100}\right) \times 1\,800 = 1{,}386$ kWh,

1,386 kWh × 0,70 lei/kWh = 0,97 lei.

1.3. 77.10^{-3} kW × 6 000 lei/kW = 462 lei.

1.4. Costurile lămpilor cu incandescență într-un an sînt de : $\frac{8\,760\ \text{ore}}{1\,000\ \text{ore}} \times 4{,}00$ lei × 11 nivele = 385 lei, iar lămpile fluorescente în regim continuu de funcționare își măresc durata, deci va funcționa la un palier 1 lampă pe an ce costă : 20,50 lei × 11 nivele = 232 lei. Deci, prin montarea și utilizarea lămpilor fluorescente se economisesc 153 lei.

1.5. Economiile (E) sînt de 1 089 lei.

1.6. Prin utilizarea corpurilor de iluminat fluorescent de tip FIA — 01 — 114 (1 × 14 W) din construcție, care costă [10] 135 lei × 11 nivele = = 1 485 lei, în locul aplicei AP — 180 al cărei cost este de 18 lei × 11 nivele = 198 lei. Se cheltuiesc suplimentar 1 287 lei.

1.7. Amortizarea cheltuielilor suplimentare datorate iluminatului fluorescent se calculează cu formula (1) și rezultă că se realizează în 1,2 ani.

Exemplu 3

La un hol comun cu lumină naturală de tip B_1 se utilizează pe iluminatul de siguranță, în regim programat de aprindere (1460 ore pe an) cu pauză de noapte între orele 22,00 și 6 dimineața, lămpi fluorescente de 14 W în locul celor cu incandescență de 25 W la toate cele 11 nivele. Se reduce puterea instalată cu 77 W pe o scară. Conform metodei de calcul de la exemplul 1 se dau rezultatele calculelor pentru pct. 1.1.÷1.7. pentru holul de tip B_1 propus a se lumina cu lămpi fluorescente de 14 W și cu programarea aprinderii (programator IMF) din inițiativa asociației de locatari.

1.1. $77\ \text{W} \times 1\,460$ ore $= 815$ kWh,

$$815\ \text{kWh} \times 0{,}70\ \text{lei/kWh} = 570{,}50\ \text{lei.}$$

1.2. $\left(77 \times 10^{-3} \cdot \frac{1}{100}\right) \times 1\,800$ ore $= 1{,}386$ kWh,

$$1{,}386\ \text{kWh} \times 0{,}70\ \text{lei/kWh} = 0{,}97\ \text{lei.}$$

1.3. 77.10^{-3} kW $\times 6\,000$ lei/kW $= 462$ lei.

1.4. Costurile materialelor. Pentru lămpile cu incandescență de 25 W într-un an s-ar fi cheltuit :

$$\frac{1\,460\ \text{ore}}{1\,000\ \text{ore}} \times 4\ \text{lei} \times 11\ \text{nivele} = 64\ \text{lei,}$$

iar pentru lămpile fluorescente de 14 W :

$$\frac{1\,460\ \text{ore}}{6\,500\ \text{ore}} \times 20{,}50\ \text{lei} \times 11\ \text{nivele} = 50\ \text{lei.}$$

Se economisesc, deci, prin utilizarea iluminatului fluorescent, 14 lei.

1.5. Economiile ($\dot{E}$) sînt de 1 048 lei.

1.6. Prin utilizarea corpurilor de iluminat fluorescent de tip FIA — 0,1 — 1×14 W din inițiativa asociației de locatari se cheltuiesc [10] 170 lei $\times 11$ nivele $= 1\,870$ lei la care se adaugă 1/3 din costul unui programator (750 lei) care se utilizează la 3 scări pentru programarea aprinderii și pauzei de noapte. Deci $1870 + 250 = 2120$ lei.

1.7. Amortizarea cheltuielilor suplimentare datorate iluminatului fluorescent se calculează cu formula (1) și sînt de 2,03 ani.

Din tabelul 9 rezultă că amortizarea cheltuielilor suplimentare datorate introducerii iluminatului fluorescent în uz casnic, în locul celui incandescent, se face în baie, bucătărie, spații sanitare și hol în aproximativ jumătate de an, economisindu-se și circa 50—100 lei pe an, iar pe holurile comune ale blocurilor de locuințe în unul pînă la doi ani.

Cum în etapa actuală problema reducerii consumului de energie electrică devine tot mai acută, se impune de urgență analizarea posibilităților de introducere a iluminatului fluorescent în noile blocuri de locuințe.

Pentru ca proiectanții din construcția de locuințe să poată utiliza o gamă mai largă de corpuri de iluminat echipate cu lămpi fluorescente în iluminatul casnic, pentru producătorii de corpuri de iluminat și surse de lumină se impun următoarele măsuri :

— aspectul exterior al corpurilor de iluminat fluorescent pentru uz casnic să fie deosebit de cel utilizat pentru încăperi de serviciu ;

— trebuie diminuate esențial gabaritele corpurilor de iluminat, ceea ce este posibil prin utilizarea unor lămpi fluorescente toroidale în formă de *U* [11] sau a lămpilor miniatură de 4—8 W [11] ;

— componența spectrală a surselor de lumină trebuie să asigure o atmosferă de confort a încăperilor de locuit moderne (comerțul va asigura în magazine lămpi cu tente de culoare caldă 2,2x, și 3x) ;

— prelucrarea prin design a construcțiilor trebuie să favorizeze la maximum deservirea corpurilor de iluminat și să le facă absolut sigure în exploatare ;

— crearea convertizoarelor de înaltă frecvență cu reglarea fluxului luminos ce va permite realizarea unor corpuri de iluminat pentru birouri (mese de lucru) fără efect stroboscopic, ca și posibilitatea reglării clarității (strălucirii) va permite în limite considerabile înlocuirea iluminatului din încăperi în funcție de utilizarea ei concretă în momentul respectiv ; crearea de nivele înalte de iluminare generală pentru o conjunctură sărbătorească, care să stimuleze oamenii către ocupații active și nivele mai joase care să asigure o atmosferă de relaxare, intimitate, odihnă totală ;

— crearea lămpilor fluorescente compacte (cu balast și starter în interior) [13] care să se poată folosi la actualele lustre din locuințe (cu dulie E 27) ;

— utilizarea la elaborarea corpurilor de iluminat a unor materiale noi — dispersoare de sticlă, profile de aluminiu, elemente decorative etc.

— utilizarea corpurilor de iluminat în condiții optime respectînd condițiile de calitate ale unui iluminat corect și utilizarea unor tente de culoare crespunzătoare (în baie 2x, în bucătărie, hol, hol comun, spații sanitare 2 și 2x sau 3x pentru camere de locuit) ;

— propaganda în rîndul populației a posibilității de utilizare a iluminatului fluorescent pentru diverse spații din apartament, prin presă, radio și televiziune și în cadrul expozițiilor de mobilă prezentîndu-se sisteme de iluminat fluorescent ;

— organizarea unui service asigurat de producătorii de corpuri pentru servirea populației în vederea montării, întreținerii sau schimbării iluminatului incandescent cu cel fluorescent.

Bibliografie

[1] *Lombardi, E.* Lumina în bucătărie. In: Electrodomestici.
[2] * * * Lucrările Simpozionului de la Varna, 1981 „Osvescenie 1981".
[3] *Ivanovici, C., Boboc, N. E.* Un nou tip de balast economic pentru lămpi fluorescente tubulare de 14 W. Al II-lea Simpozion de Calitate al ICPE, 1978,
[4] *Ivanovici, C., Boboc, N. E.* Perspective noi de reducere a consumului de energie electrică în iluminatul casnic. A II-a Conferință de știință modernă și energie— — Cluj, 1981.
[5] *Ivanovici, C.* Utilizarea unui iluminat economic în interiorul apartamentelor dvs. Al III-lea Simpozion de calitate, ICPE, Brașov 1980.
[6] *Elembas, W.* Les lampes fluorescentes et l'eclairage Ed. Dunod, Paris, 1963.
[7] * * * Normativ privind calculul comparativ tehnico-economic în instalațiile de producere, transport și distribuție a energiei electrice în sisteme. — PE — 011/1982.
[8] *Ivanovici, C., Ivanovici, V.* Iluminatul economic al scărilor și holurilor comune ale blocurilor de locuințe. In: E.E.A. — iulie 1982.
[9] *Ivanovici, C., Boboc, N. E.* Sistem economic pentru iluminarea holurilor comune ale blocurilor de locuințe. Al II-lea Simpozion de calitate al ICPE, 1978.
[10] * * * Catalog de prețuri ELBA — Timișoara, 1979.
[11] * * * Noile lămpi fluorescente compacte ce consumă de 4 ori mai puțină energie electrică și au o durată de 6 ori mai mare. In: Moniteur nr. 383/octombrie, 1981.
[12] *Lică, I., Ivanovici, C.* Lămpi fluorescente miniatură de 4—13W Brevet de invenție nr. 77.481/81.
[13] *** O lampă care economisește 75% electricitate. In: Moniteur nr. 369, mai, 1981.

CZ 621.314.263.359

MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ
PROIECTARE
OPTIMIZARE

Proiectarea optimă a multiplicatorului feromagnetic de frecvență de ordinul opt

CONSTANTIN GHIȚĂ, MARIAN TOMA* — BUCUREȘTI

Introducere

Multiplicatoarele feromagnetice de frecvență sînt folosite la alimentarea diferitelor instalații industriale (de călire, de sudare, de electroeroziune), alimentarea motoarelor de mare viteză, alimentarea cuptoarelor de încălzire prin inducție, în încercările de laborator ș.a. Avantajele acestor multiplicatoare sînt: preț de cost scăzut, siguranță în funcționare, execuție simplă.

Metodicile de proiectare a multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență se bazează pe relații de proiectare determinate teoretic, pornind de la ecuațiile de funcționare ale acestora, relații adesea corectate cu ajutorul unor coeficienți determinați experimental.

Multiplicatorul feromagnetic de frecvență de ordinul opt își găsește aplicații în multe din domeniile enunțate mai sus. În plus el poate fi folosit cu succes și la încercarea izolației dintre spirele înfășurărilor motoarelor electrice trifazate de curent alternativ, pentru fiecare fază în parte. Această încercare se face la tensiune mărită, în raport cu tensiunea nominală a fazei respective. La frecvența nominală, curentul absorbit de faza motorului, în timpul încercării este foarte mare, pe de o parte datorită saturației circuitului feromagnetic, iar pe de altă parte datorită lipsei tensiunii contraelectromotoare, rotorul fiind imobil, încercarea efectuîndu-se pe fiecare fază separat.

* Dr. ing. *Ghiță, C.* Institutul politehnic — București, ing *Toma, M.* — Intrepr. de expl. a' lucr. de îmbunăt. funciare — Giurgiu, fil. „30 Decembrie".

Efectuarea încercării cu ajutorul multiplicatorului de frecvență de ordinul opt duce la micșorarea curentului absorbit de motor de aproximativ opt ori. În acest fel încercarea se poate face cu pierderi reduse, curentul de încercare fiind mai mic decît cel nominal. În cazul utilizării unui multiplicator de frecvență de un ordin inferior ordinului opt este posibil ca motorul să absoarbă, în timpul încercării, un curent mai mare decît cel nominal.

În prezenta lucrare se determină dimensiunile optime ale circuitului feromagnetic al unui multiplicator de frecvență de ordinul opt, astfel încît greutatea materialelor active ale acestuia să fie minimă, folosindu-se metodica de proiectare prezentată în lucrarea [1]. De asemenea, se elimină anumite erori care apar în relațiile de determinare a numerelor de spire din circuitele de alimentare ale multiplicatorului, lucrarea [1].

1. Proiectarea multiplicatorului

O schemă dintre cele mai folosite, ale multiplicatorului feromagnetic de frecvență de ordinul opt este cea prezentată în figura 1. Multiplicatorul este format din opt miezuri feromagnetice identice I, II, ..., VIII. Înfășurarea primară este formată, pentru fiecare miez, din cîte una sau două bobine, conectate ca în figura 1, cu numerele de spire notate ca în figura 1. Cu w_1 s-a notat numărul de spire de bază ale înfășu-

rării primare. În lucrarea [1] în loc de 0,71 w_1 spire care apar la transformatoarele I, II, III și IV, eronat apare valoarea 0,96 w_1, care nu conduce la un sistem simetric de fluxuri magnetice al multiplicatorului, ci la unul nesimetric. Valoarea corectă 0,71 w_1 a fost verificată experimental cu prilejul realizării practice a unui multiplicator feromagnetic de frecvență de ordinul opt la Întreprinderea de exploatare a lucrărilor de îmbunătățiri funciare din Brăila, multiplicator care servește la încercarea izolației între spirele înfășurărilor motoarelor de c.a., reparate în întreprindere. Formele de undă ale tensiunilor primară u_1 și secundară u_2 ale multiplicatorului sînt prezentate în figura 2.

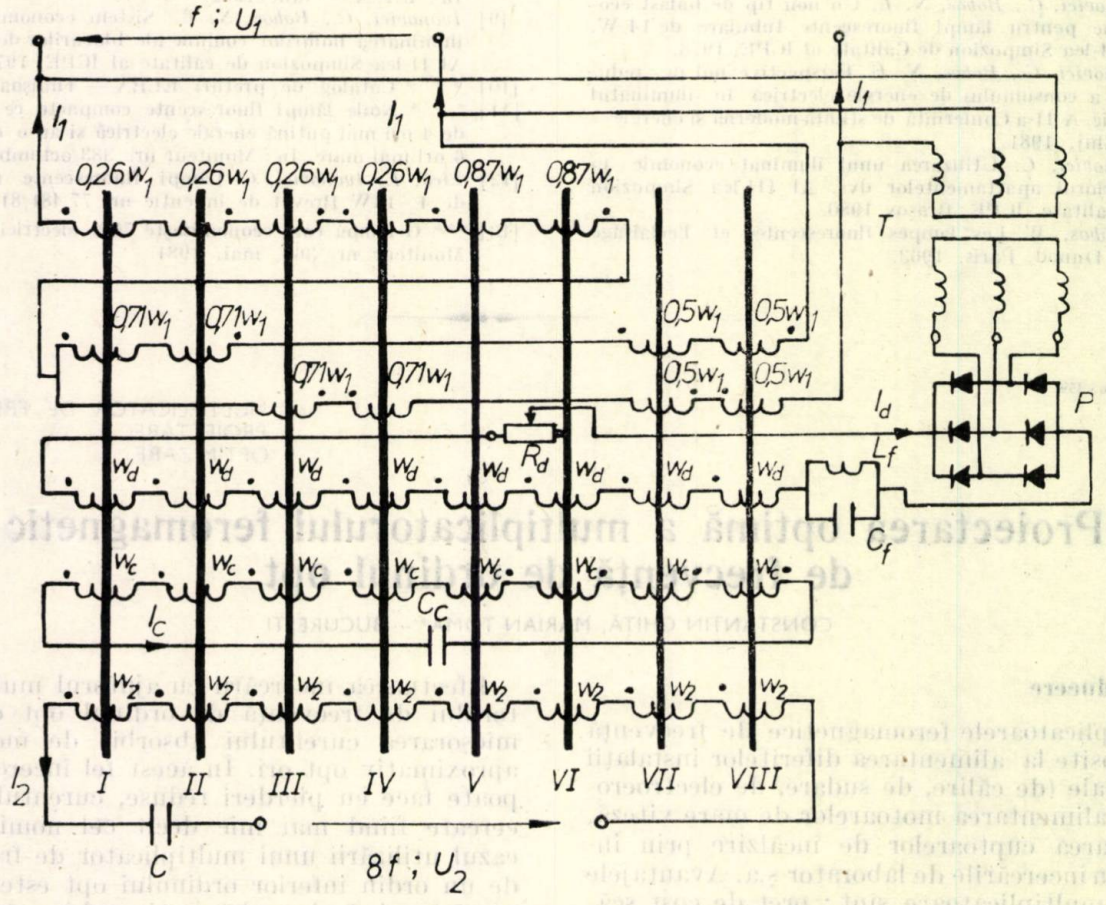


Fig. 1. Schema unui multiplicator feromagnetic de frecvență de ordinul opt.

Multiplicatorul mai este prevăzut cu încă trei înfășurări: o înfășurare de premagnetizare cu w_d spire pe fiecare miez, alimentată în curent continuu cu ajutorul unei punți redresoare P; o înfășurare de compensare cu w_c spire pe fiecare miez, care are rolul de a realiza o caracteristică externă rigidă a multiplicatorului, cu ajutorul condensatorului de compensare C_c; o înfășurare de sarcină cu w_2 spire pe fiecare miez, la bornele căreia se culege tensiunea de armonică opt. În circuitul de premagnetizare se află un filtru L_fC_f care are rolul de a înăbuși armonicile tensiunii care s-ar induce în acest circuit și în special a armonicii de ordinul opt și o rezistență R_d pentru reglarea curentului de premagnetizare. Puntea redresoare P se alimentează prin intermediul transformatorului coborîtor de tensiune T.

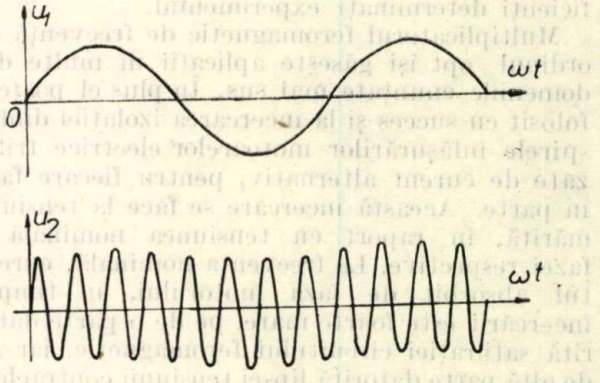


Fig. 2. Variația în timp a tensiunilor primară u_1 și secundară u_2.

Avînd în vedere conexiunile care se fac înfășurărilor de premagnetizare, de compensare și de sarcină, realizarea practică a multiplicatorului

poate fi simplificată astfel: înfășurarea de compensare se realizează tehnologic astfel încît să înconjoare cîte patru coloane a patru miezuri magnetice (I, ..., IV; respectiv V, ..., VIII); înfășurările de premagnetizare și de sarcină să înconjoare toate cele opt coloane ale miezurilor (sau pentru o construcție compactă, cîte patru coloane și apoi înseriate).

Dacă un condensator este confecționat să funcționeze la tensiunea U_0 pentru frecvența f_0, poate fi alimentat la tensiunea $U = U_0\sqrt{\frac{f_0}{f}}$, cînd funcționează la frecvența f. Alegerea condensatoarelor C_c și C din schema multiplicatorului se face ținînd cont că în circuitul de compensare frecvența este de 200 Hz, iar în cel de sarcină de 400 Hz.

Principalele relații de calcul ale multiplicatorului de frecvență de ordinul opt, cu miezuri magnetice cu coloane, cu înfășurări din cupru și răcire naturală în aer sînt:

$$\begin{cases} S_{Fe} = (2{,}34 \div 2{,}88)\cdot 10^{-4}\left(\dfrac{S_n}{f\cdot B}\right)^{0{,}571}, \text{ m}^2; \\ w_1 = \dfrac{0{,}112\ U_{1f}}{f\cdot B\cdot S_{Fe}}\ ;\quad w_2 = \dfrac{0{,}357\, w_1 U_2}{U_{1f}}; \\ I_2 = \dfrac{S_n}{U_2}; \\ w_1 I_1 = 2{,}8\, w_2 I_2\,;\ w_d I_d = 1{,}22\, w_2 I_2\,; \\ w_c I_c = 2{,}5\, w_2 I_2. \end{cases} \tag{1}$$

În relațiile (1) s-au făcut notațile: S_{Fe} — aria netă de fier a coloanei unui singur miez, în m²; S_n — puterea nominală, în VA; f — frecvența tensiunii de alimentare în Hz; B — inducția magnetică în miez în T; U_{1f} — tensiunea de fază primară, în V; U_2 — tensiunea secundară, în V; I_1, I_d, I_c, I_2 — curenții din circuitul primar, de premagnetizare, de compensare, respectiv de sarcină, în A.

Capacitățile condensatoarelor C_c, C_f, C, exprimate în μF, se calculează cu relațiile:

$$C_c = (5 \div 6)\cdot 10^4 \cdot \frac{S_n \cos\varphi_2}{f\cdot U_2^2};$$

$$C_f = \frac{2\cdot 10^4\, w_2 I_d}{f\cdot U_2\cdot w_d}; \tag{2}$$

$$C = \frac{(2{,}4 \div 3{,}2)\cdot 10^4\cdot I_2^2}{f\cdot S_n(\cos\varphi_2 + \sin\varphi_2)},$$

în care φ_2 este unghiul de defazaj dintre tensiunea de sarcină U_2 și curentul de sarcină I_2.

2. Determinarea dimensiunilor geometrice ale multiplicatorului încît greutatea sa să fie minimă

Greutatea multiplicatorului este minimă dacă unul din cele opt elemente ale sale are greutatea minimă. De aceea se vor calcula dimensiunile unui singur element al multiplicatorului încît acesta să aibă greutatea minimă. În figura 3 se prezintă schița unui element. Dimensiunile miezului feromagnetic sînt caracterizate de mărimile a, b, c, d. Dimensiunile radiale ale înfășurărilor primară, de premagnetizare, de compensare și de sarcină sînt notate cu a_1, a_d, a_c și a_2. Miezul magnetic este executat cu două coloane și două juguri. Densitățile de curent ale tuturor celor patru înfășurări se consideră egale $j_1 = j_2 = j_d = j_c = j$, pentru simplificarea calculelor.

Greutatea unui element al multiplicatorului se compune din două componente:

$$G = G_1 + G_2. \tag{3}$$

în care: G_1 este greutatea miezului feromagnetic și a celor patru înfășurări ale elementului multiplicatorului și G_2 este greutatea aproximativ constantă a elementului, în raport cu dimensiunile geometrice ale acestuia (buloane și tiranți de strîngere, corniere de strîngere, placa de borne etc.). Dimensiunile geometrice optime ale elementului se vor determina din condiția ca greutatea G_1 să fie minimă.

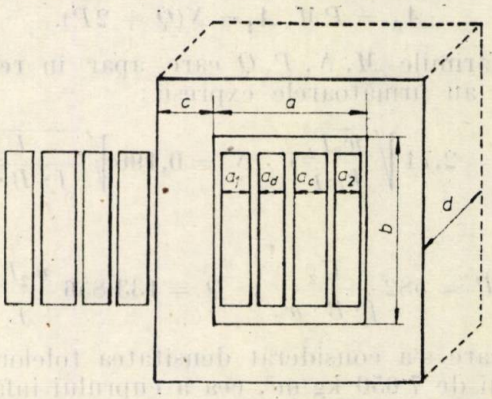


Fig. 3. Schița unui element component al unui multiplicator feromagnetic de frecvență de ordinul opt.

Greutatea G_1, la solicitări electromagnetice date, se exprimă cu ajutorul unei funcții de opt variabile:

$$G_1 = G_1(a,\ b,\ c,\ d,\ a_1,\ a_d,\ a_c,\ a_2), \tag{4}$$

în ipoteza neglijării dimensiunilor canalelor radiale dintre înfășurări și dintre înfășurări și miez. Cele opt variabile din relația (4) nu sînt independente. Între variabilele a, b, c, d există relațiile:

$$\begin{cases} ab = \dfrac{1}{k_f}(w_1 s_1 + w_d s_d + w_c s_c + w_2 s_2) \\ dc = \dfrac{0{,}045\ U_2}{f\cdot B\cdot w_2\cdot k_{Fe}}, \end{cases} \tag{5}$$

în care s_1, s_d, s_c, s_2 reprezintă secțiunile conductoarelor înfășurărilor multiplicatorului, k_f este coeficientul de umplere al ferestrei, k_{Fe} este coeficientul de izolare a tolelor miezului. Se iau în seamă ultimile trei relații din (1) și rezultă:

$$a_1 = 0{,}38\,a\,;\quad a_d = 0{,}17\,a\,;\quad a_c = 0{,}32\,a\,;$$
$$a_2 = 0{,}13\,a. \tag{6}$$

Se introduc notațiile adimensionale:

$$x = \frac{a}{b}\,;\quad y = \frac{d}{c}\cdot \tag{7}$$

Cu ajutorul relațiilor (5), (6), (7), greutatea G_1 se poate exprima cu ajutorul unei funcții de două variabile:

$$G_1 = G_1(x, y). \tag{8}$$

Efectuind calculele în ipotezele enunțate anterior, se găsește pentru greutatea G_1 expresia:

$$G_1(x, y) = A_1\sqrt{x} + A_2\sqrt{y} + \frac{A_3}{\sqrt{x}} + \frac{A_4}{\sqrt{y}}, \tag{9}$$

în care s-au făcut notațiile:

$$A_1 = M(P + 2Q),\quad A_2 = N\cdot Q$$
$$A_3 = PM,\ A_4 = N(Q + 2P). \tag{10}$$

Mărimile M, N, P, Q care apar în relațiile (10) au următoarele expresii:

$$M = 2{,}74\sqrt{\frac{w_2 I_2}{k_f\cdot j}};\quad N = 0{,}196\sqrt{\frac{U_2}{f\cdot B\cdot w_2}};$$
$$P = 582\frac{U_2}{f\cdot B\cdot w_2}\,;\quad Q = 133\,856\frac{w_2 I_2}{j}; \tag{11}$$

în care s-a considerat densitatea tolelor miezului de 7 650 kg/m³, cea a cuprului înfășurărilor de 8 900 kg/m³, iar coeficientul de izolare a tolelor miezului $k_{Fe} = 0{,}94$.

Valorile x' și y' pentru care greutatea G_1 este minimă se obțin rezolvind sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial G_1}{\partial x} = 0\,;\quad \frac{\partial G_1}{\partial y} = 0. \tag{12}$$

Aceste valori sînt date de relațiile:

$$x' = \frac{A_3}{A_1},\quad y' = \frac{A_4}{A_2}\cdot \tag{13}$$

Minimul greutății G_1 se obține înlocuind expresiile (13) în relația (9):

$$G_{1m} = 2\,(\sqrt{A_1 A_3} + \sqrt{A_2 A_4}). \tag{14}$$

Greutatea G_{1m} calculată cu relația (14) este minimă deoarece în punctul (x', y'), funcția $G_1(x, y)$ satisface condițiile de minim [2]:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial x^2}\cdot\dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial y^2} - \dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial x\,\partial y} = \\ \qquad = \dfrac{(A_1 A_2)^{2,5}}{4(A_3 A_4)^{1,5}} > 0, \\ \dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial x^2} = \dfrac{A_2}{2}\left(\dfrac{A_1}{A_3}\right)^{1,5} > 0. \end{cases} \tag{15}$$

Pentru ca multiplicatorul să aibă greutatea minimă trebuie ca mărimile adimensionale x și y definite de relațiile (7) să ia valorile x' și y' date de relațiile (13).

Se pot determina valori x'' și y'' ale mărimilor x și y încît prețul de cost al multiplicatorului, inclusiv prețul pierderilor de putere, pe o perioadă de timp, să fie minim, după un procedeu asemănător cu cel prezentat în [3].

3. Aplicații numerice

Să se proiecteze un multiplicator feromagnetic de frecvență de ordinul opt, avînd greutatea minimă, caracterizat de următoarele date nominale: $S_n = 20$ kVA; $U_{1f} = 220$ V; $U_2 = 380$ V; $f = 50$ Hz; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $I_d = 30$ A. Înfășurările se execută din cupru. Răcirea este naturală, în aer.

Rezolvare

1. Secțiunea de fier se calculează cu prima relație (1):

$$S_{Fe} = (2{,}34 \div 2{,}88)\cdot 10^{-4}\cdot\left(\frac{20\,000}{50\cdot 1{,}7}\right)^{0{,}571} =$$
$$= (0{,}00529 \div 0{,}00651)\,\text{m}^2.$$

Se alege valoarea: $S_{Fe} = 0{,}0056$ m².

2. Numărul de spire w_1 rezultă:

$$w_1 = \frac{0{,}112\cdot 220}{50\cdot 1{,}7\cdot 0{,}0056} = 51{,}76 \simeq 52 \text{ spire}.$$

3. Numărul de spire w_2 este:

$$w_2 = 52\cdot\frac{0{,}357\cdot 380}{220} = 32 \text{ spire}.$$

4. Curentul secundar I_2 este:

$$I_2 = \frac{20\,000}{380} = 52{,}63\text{ A}.$$

5. Curentul primar I_1 se calculează astfel:

$$I_1 = \frac{2{,}8\cdot 32\cdot 52{,}63}{52} = 90{,}68\text{ A}.$$

6. Numărul de spire w_d este:

$$w_d = \frac{1{,}22 \cdot 32 \cdot 52{,}63}{30} = 68{,}49 \simeq 68 \text{ spire.}$$

7. Capacitatea din circuitul de compensare:

$$C_c = (5 \div 6) \cdot 10^4 \cdot \frac{20\,000 \cdot 0{,}8}{50 \cdot 380^2} = (111 \div 133)\ \mu\text{F.}$$

Se alege $C_c = 125\ \mu$F.

8. Curentul din circuitul de compensare va fi:

$$I_c = (1{,}2 \div 1{,}6) \cdot 2\pi f_c \cdot C_c \cdot U_2 =$$
$$= (1{,}2 \div 1{,}6) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 125 \cdot 10^{-6} \cdot 380 =$$
$$= 71{,}6 \div 95{,}5\ \text{A.}$$

Se consideră $I_c = 90$ A.

9. Numărul de spire al înfășurării de compensare:

$$w_c = \frac{2{,}5 \cdot 32 \cdot 52{,}63}{90} = 46{,}78 \simeq 47 \text{ spire.}$$

10. Capacitatea C_f din circuitul de premagnetizare este:

$$C_f = \frac{2 \cdot 10^4 \cdot 32 \cdot 30}{50 \cdot 68 \cdot 380} = 14{,}86 \simeq 15\ \mu\text{F.}$$

11. Capacitatea C din circuitul de sarcină este:

$$C = \frac{(2{,}4 \div 3{,}2) \cdot 10^4 \cdot 52{,}63^2}{50 \cdot 20\,000 \cdot (0{,}8 + 0{,}6)} = (47{,}48 \div 63{,}31)\ \mu\text{F.}$$

Se alege $C = 55\ \mu$F.

12. Cu ajutorul relațiilor (13) considerînd $k_f = 0{,}7$ și $j = 2{,}1$ A/mm², se determină $x' = 0{,}274$ și $y' = 2{,}52$.

Tabelul 1

x	1,5	1	0,5	0,274	0,15	0,1
G_1 [kg]	64,68	59,91	54,96	53,69	55,01	57,32
$\frac{G_1 - G_{1m}}{G_1} \cdot 100$ [%]	17	10,38	2,31	0	2,4	6,34

13. Greutatea minimă G_{1m} a unui element rezultă $G_{1m} = 53{,}69$ kg.

14. Influența mărimii x asupra greutății G_1 este însemnată.

În tabelul 1 se dau valorile greutății G_1 calculată pentru valoarea optimă $y' = 2{,}52$, dar pentru diverse valori ale lui x, în jurul valorii optime $x' = 0{,}274$. Se constată, de exemplu, că pentru $x = 1{,}5$ se obține un element cu 17% mai greu decît elementul optim, iar pentru $x = 0{,}10$ un element cu 6,34% mai greu.

În raport cu inducția magnetică B, ori cu densitatea de curent j, greutatea G_1 nu admite extreme.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă un mod de determinare a dimensiunilor geometrice ale multiplicatorului de frecvență de ordinul opt astfel încît greutatea acestuia să fie minimă.

Un rol important în stabilirea greutății multiplicatorului îl are densitatea de curent j. De exemplu, pentru $j = 2{,}1$ A/mm², greutatea minimă G_{1m} a unui element este de 53,69 kg, iar pentru $j = 1{,}5$ A/mm² aceasta este de 69,1 kg. Inducția magnetică B are o mai mică influență asupra greutății minime G_{1m}.

Relațiile din lucrare permit efectuarea proiectării optime a unui multiplicator de frecvență de ordinul opt.

Exemplul de calcul prezentat ajută la o înțelegere mai ușoară a succesiunii calculului de proiectare.

Bibliografie

[1] *Bamdas, A. M.* etc. Transformatori, Energhia, Moskva, 1968.

[2] *Roșculeț, M.* Analiză matematică, Ed. did. și ped., București, 1971.

[3] *Ghiță, C.* Proiectarea optimă a transformatorului de sudură prin puncte. In: E.E.A. Electrotehnica, **26**, Nr. 4, 1978.

[4] *Ghiță, C.* Metodică de proiectare a dubloarelor feromagnetice trifazate de frecvență, Buletinul Inst. pol. București, nr. 2, 1977.

CZ 681.142:512

Scrierea ecuațiilor de stare în forma operațională folosind algebra numerelor structurale

SAUL PASĂRE* — CRAIOVA

Introducere

Literatura de specialitate conține numeroase lucrări care prezintă metode și algoritmi de scriere sistematică a ecuațiilor de stare pentru circuite liniare sau neliniare, cu sau fără surse comandate [2, 3, 6, 7, 8].

În ultimul timp algebra numerelor structurale asociată analizei topologice oferă formule, algoritmi și metode eficiente de analiză și sinteză a circuitelor electrice [1,4].

În cele ce urmează se propune utilizarea algebrei numerelor structurale la scrierea sistematică a ecuațiilor de stare în forma operațională.

1. Cazul circuitelor fără elemente reactive în exces

Se consideră cazul general al unui circuit liniar cu următoarea codificare a laturilor:

$\alpha_j (j = \overline{1, a})$ — codul laturilor care conțin condensatoare independente $C_{\alpha j}$;

$\beta_j (j = \overline{1, b})$ — codul laturilor care conțin bobine independente $L_{\beta j}$;

$e_j (j = \overline{1, n})$ — codul laturilor care conțin surse independente de tensiune e_{ej};

$i_j (j = \overline{1, m})$ — codul laturilor care conțin surse independente de curent i_{ij}.

Ținînd seama de imaginile operaționale ale surselor care acționează în circuit, inclusiv de sursele suplimentare datorate condițiilor inițiale $u_{c\alpha j(0)}/s$, respectiv $L_{\beta j}\, i_{L\beta j(0)}$, precum și de impedanțele operaționale ale laturilor, se realizează schema operațională echivalentă a circuitului considerat.

Este știut faptul că starea circuitului este complet determinată dacă se cunosc tensiunile condensatoarelor și curenții bobinelor (mărimile de stare ale circuitului) cu imaginile operaționale $U_{ek}(s)$ și respectiv $I_{Lk}(s)$.

Aplicînd teorema superpoziției în schema operațională se poate scrie:

$$U_{Ck}(s) = \sum_{j=1}^{a} k^U_{\alpha jk} \frac{-u_{c\alpha j(0)}}{s} + \sum_{j=1}^{b} k^U_{\beta jk} L_{\beta jk}\, i_{L_{\beta j(0)}} + \tag{1}$$

$$\sum_{j=1}^{n} k^U_{ejk} E_{ej}(s) + \frac{1}{sC_k} \sum_{j=1}^{m} k^I_{ijk} J_{ij}(s), \quad (k = \overline{1, a}),$$

$$I_{L\gamma}(s) = \frac{1}{sL_\gamma} \left[\sum_{j=1}^{a} k^U_{\alpha j\gamma} \frac{-u_{C\alpha j(0)}}{s} + \right.$$

$$+ \sum_{j=1}^{b} k^U_{\beta j\gamma} L_{\beta j\gamma}\, i_{L_{\beta j(0)}} + \sum_{j=1}^{n} k^U_{ej\gamma} E_{ej}(s) + sL_\gamma$$

$$\left. \sum_{j=1}^{m} k^I_{ij\gamma} J_{ij}(s) \right], \quad (\gamma = \overline{1, b}), \tag{2}$$

unde factorii de forma $k^U_{\alpha jk}$ (K^I_{ijk}) reprezintă coeficienții operaționali de transfer de la sursele de tensiune din laturile α_j la laturile k (respectiv de la sursele de curent din laturile i_j la laturile γ).

Acești coeficienți se determină utilizînd elementele algebrei numerelor structurale, de exemplu:

$$K^U_{\alpha jk} = \frac{\underset{z}{\text{sim}} \left(\dfrac{\partial N_c}{\partial j}, \dfrac{\partial N_c}{\partial k} \right)}{\underset{z}{det}\ N_c} \cdot Z_k, \tag{3}$$

unde N_c este numărul structural al circuitului analizat corespunzător coarborilor (buclelor independente), $\underset{z}{\text{sim}}$ este funcția simultană a două numere structurale (în cazul de față derivatele parțiale $\dfrac{\partial N_c}{\partial j}, \dfrac{\partial N_c}{\partial k}$) $\underset{z}{det}\ N_c$ este funcția determinant a numărului structural N_c[4].

Ținînd seama de simbolul de însumare $\sum_i a_i x_i = a_i x_i$, relațiile (1) și (2) se scriu în forma matriceală:

$$\begin{bmatrix} U_{Ck}(s) \\ I_{Lk}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{s} k^U_{\alpha jk} & L_{\beta jk} k^U_{\beta jk} \\ -\dfrac{1}{s^2 L_\gamma} k^U_{\alpha j\gamma} & \dfrac{L_{\beta j_\gamma}}{sL_\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C\alpha j(0)} \\ i_{L\beta j(0)} \end{bmatrix} + \tag{4}$$

$$+ \begin{bmatrix} k^U_{ejk} & \dfrac{1}{sC_k} k^I_{ijk} \\ \dfrac{1}{sL_\gamma} k^U_{ej\gamma} & k^I_{ij\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{ej}(s) \\ J_{ij}(s) \end{bmatrix},$$

care reprezintă tocmai forma operațională matriceală a ecuațiilor de stare:

$$X(s) = \Phi(s) x(0) + \Phi(s) B V(s). \tag{5}$$

* Universitatea din Craiova.

2. Cazul circuitelor cu elemente reactive în exces

Se știe că fiecare ochi sau buclă constituită numai din condensatoare sau numai din condensatoare și surse de tensiune reduce cu o unitate ordinul sistemului ecuațiilor de stare.

Într-adevăr, *TKU* scrisă pentru o astfel de buclă $[b]$ cu n condensatoare și surse de tensiune dă relația:

$$\sum_{j\in[b]} u_{cj} + \sum_{i\in[b]} e_i = 0. \tag{6}$$

Deci, tensiunea unui condensator, fie acesta u_{cn} (în exces), se exprimă în funcție de tensiunile celorlalte condensatoare (independente) sau/și în funcție de t.e.m. ale surselor de tensiune.

Prin urmare, între valorile inițiale există relația:

$$u_{cn}(0) = -\sum_{j=1}^{n-1} u_{cj}(0) - \sum_{i\in[b]} e_i(0). \tag{7}$$

De asemenea, fiecare secțiune sau nod la care sînt conectate numai bobine, sau numai bobine și surse de curent, reduce cu o unitate ordinul sistemului ecuațiilor de stare.

Într-adevăr, *TKI* scrisă pentru o astfel de secțiune $[s]$ dă relația:

$$\sum_{\substack{k=1\\ k,j\in[s]}}^{m} (i_{Lk} + i_j) = 0. \tag{8}$$

Deci, curentul unei bobine (în exces), fie i_{Lm}, se exprimă în funcție de curenții celorlalte bobine (independente) și curenții surselor de curent, iar între valorile inițiale există relația:

$$L_m\, i_{Lm}(0) = -L_m \sum_{\substack{k=1\\ k,j\in[s]}}^{m-1} (i_{Lk} + i_j). \tag{9}$$

Presupunînd, pentru simplitate, că circuitul are condensatoarele constituite într-o singură buclă și bobinele constituite într-o singură secțiune se obțin, după trecerea în operațional, următoarele relații pentru variabilele de stare:

$$U_{Ck}(s) = \sum_{j=1}^{n-1} (k^U_{Cjk} - k^U_{Cnk}) \frac{-u_{cj}(0)}{s} +$$

$$+ k^U_{cnk} \sum_{j\in[b]} \frac{e_j(0)}{s} + \sum_{j=1}^{m-1} (k^U_{Ljk} L_j - k^U_{Lmk} L_m) i_{Lj}(0) +$$

$$+ k^U_{Lmk} L_m \sum_{j\in[s]} i_j(0) + \sum_{j=1}^{e_n} k^U_{ejk} E_j(s) +$$

$$+ \frac{1}{sC_k} \sum_{j=1}^{i_m} k^J_{ijk} J_j(s);\ (k = \overline{1, n-1}), \tag{10}$$

$$I_{L\gamma}(s) = \frac{1}{sL_\gamma} U_{L\gamma}(s),\ (\gamma = \overline{1, m-1}). \tag{11}$$

$U_{L\gamma}(s)$ este tensiunea operațională la bornele bobinei de impedanță operațională sL_γ și se calculează cu o relație similară cu cea care dă $U_{ck}(s)$ (se înlocuiește indicele k cu indicele γ și $1/sC_k$ cu sL_γ).

Din relațiile (10) și (11) se deduce fără dificultate algoritmul de scriere a ecuațiilor pentru circuite cu un număr oarecare de bucle de condensatoare și secțiuni de bobină.

3. Exemplu

Se consideră etajul de amplificare cu tranzistor cu efect de cîmp din figura 1 și se cere să se analizeze procesele de evoluție ce au loc în circuit la aplicarea unui semnal de tensiune treaptă unitate la intrare.

Se va utiliza schema echivalentă la semnale mici și frecvențe înalte din figura 2, în care:

$$R_b = R_{b1} \cdot R_{b2}/(R_{b1} + R_{b2}).$$

Conform algoritmului prezentat se întocmește schema operațională echivalentă din figura 3,

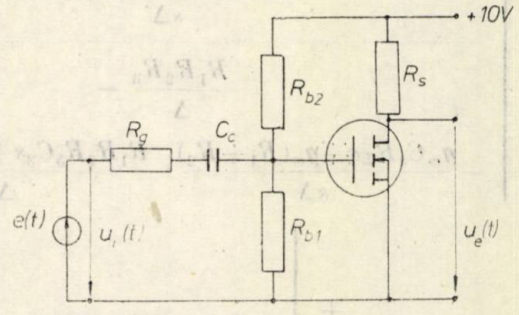


Fig. 1

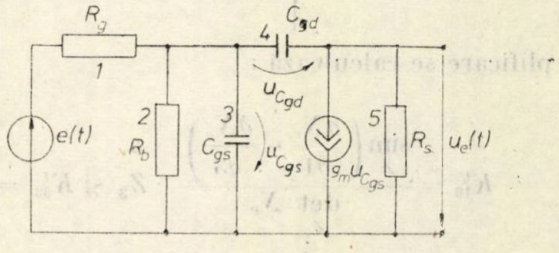


Fig. 2

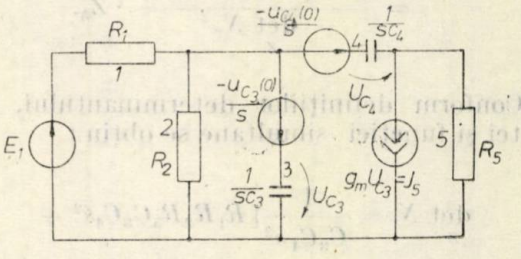


Fig. 3

în care, pentru simplitatea scrierii, indicii parametrilor și mărimilor electrice s-au considerat chiar codurile laturilor din care fac parte.

Procesele din schemă sînt univoc determinate de tensiunile la bornele condensatoarelor care sînt variabilele de stare în circuitul dat.

Ecuațiile de stare, în exprimare operațională, într-o primă formă sînt :

$$\begin{bmatrix} U_{c3} \\ U_{c4} \end{bmatrix} = -\frac{1}{s}\begin{bmatrix} K^U_{33} & K^U_{43} \\ K^U_{34} & K^U_{44} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_{c3}(^0) \\ u_{c4}(^0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K^U_{13} & Z_3 & K^I_{53} \\ K^U_{14} & Z_4 & K^I_{54} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} E_1 \\ J_5 \end{bmatrix}.$$

Alegînd buclele independente identice cu ochiurile circuitului, numărul structural corespunzător este :

$$N_c = [1\,2]\,[2\,3]\,[3\,4\,5] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 3 \\ 3 & 4 & 5 & 4 & 5 & 4 & 5 \end{bmatrix}.$$

Coeficienții operaționali se calculează prin metoda numerelor structurale. Pentru exemplificare se calculează :

$$K^U_{13} = \frac{\underset{z}{\operatorname{sim}}\left(\frac{\partial N_c}{\partial 1}, \frac{\partial N_c}{\partial 3}\right)}{\underset{z}{\det}\, N_c} \cdot Z_3 \text{ și } K^I_{53} = \frac{\underset{z}{\operatorname{sim}}\left(\frac{\partial N_c}{\partial 5}, \frac{\partial N_c}{\partial 3}\right)}{\underset{z}{\det}\, N_c} \cdot Z_5.$$

Conform definițiilor determinantului, derivatei și funcției simultane se obțin :

$$\frac{\partial N_c}{\partial 1} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 3 & 3 \\ 3 & 4 & 5 & 4 & 5 \end{bmatrix};\quad \frac{\partial N_c}{\partial 3} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 2 & 2 \\ 2 & 4 & 5 & 4 & 5 \end{bmatrix};$$

$$\frac{\partial N_c}{\partial 5} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 3 \end{bmatrix};\quad \underset{z}{\operatorname{sim}}\left(\frac{\partial N_c}{\partial 1}, \frac{\partial N_c}{\partial 3}\right) =$$

$$= \underset{z}{\det}\begin{bmatrix} 2 & 2 \\ 4 & 5 \end{bmatrix} = R_2\left(\frac{1}{sC_4} + R_5\right);$$

$$\underset{z}{\operatorname{sim}}\left(\frac{\partial N_c}{\partial 5}, \frac{\partial N_c}{\partial 3}\right) = \underset{z}{\det}\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} = R_1R_2.$$

Prin urmare, după prelucrări rezultă :

$$K^U_{13} = \frac{R_2R_5C_4s + R_2}{\Delta},\quad K^I_{53} = -\frac{R_1R_2R_5C_3C_4s^2}{\Delta}.$$

Forma finală a sistemului ecuațiilor de stare este :

$$\begin{bmatrix} U_{C_3} \\ U_{C_4} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} \dfrac{-R_\Sigma C_4 s + R_1 + R_2}{s\Delta'} & \dfrac{R_1R_2C_4}{\Delta'} \\ \hline \dfrac{R_1R_2R_3}{\Delta} - \dfrac{g_mC_4R_\Sigma s + g_m(R_1+R_2)}{s\Delta}\cdot\dfrac{R_1R_2R_5C_3s + (R_1+R_2)R_5}{\Delta'} & -\dfrac{R_1R_2C_3s + R_1 + R_2}{s\Delta} + \dfrac{g_mR_1R_2}{\Delta}\cdot\dfrac{R_1R_2R_5C_3C_4s + (R_1+R_2)R_5C_4}{\Delta'} \end{array}\right]\begin{bmatrix} u_{C_3}(^0) \\ u_{C_4}(^0) \end{bmatrix} +$$

$$+ \left[\begin{array}{c} \dfrac{R_2R_5C_4s + C_2}{s\Delta'} \\ \hline \dfrac{\Delta'R_2s + [g_mR_1R_2R_5C_3s + g_m(R_1+R_2)R_5C_4](R_2R_5C_4s + R_2)}{s\Delta\Delta'} \end{array}\right],$$

unde $R_\Sigma = R_1R_2 + R_1R_5 + R_2R_5$; $\Delta' = \Delta + g_m R_1R_2R_5C_4s$.

Folosind transformarea Laplace inversă (formulele lui Heaviside) se obține următoarea lege de variație în timp a mărimilor de stare :

$$\begin{bmatrix} u_{C_3}(t) \\ u_{C_4}(t) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} a_{10} + a_{11}e^{\lambda_1 t} + a_{12}e^{\lambda_2 t} & a_{21}e^{\lambda_1 t} + a_{22}e^{\lambda_2 t} \\ \hline a_{30} + a_{31}e^{\lambda_1 t} + a_{32}e^{\lambda_2 t} + & a_{40} + a_{41}e^{\lambda_1 t} + a_{42}e^{\lambda_2 t} + \\ + a_{33}e^{\lambda_3 t} + a_{34}e^{\lambda_4 t} & + a_{43}e^{\lambda_3 t} + a_{44}e^{\lambda_4 t} \end{array}\right]\cdot\begin{bmatrix} u_{C_3}(^0) \\ u_{C_4}(^0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{50} + a_{51}e^{\lambda_1 t} + a_{52}e^{\lambda_2 t} \\ \hline a_{60} + a_{61}e^{\lambda_1 t} + a_{62}e^{\lambda_2 t} + \\ + a_{63}e^{\lambda_3 t} + a_{64}e^{\lambda_4 t} \end{bmatrix} 1(t),$$

în care λ_1 și λ_2 sînt rădăcinile ecuației $\Delta' = 0$, iar λ_3 și λ_4 sînt rădăcinile ecuației $\Delta = 0$.

4. Concluzii

a. Algebra numerelor structurale cumulind avantajele calculului algebric liniar cu cele ale metodelor topologice, oferă un instrument simplu și eficace de formulare a ecuațiilor de stare. De fapt relațiile (1) și (2), sau (10) și (11) dau, în exprimare operațională, chiar însăși variabilele de stare ale circuitului.

b. Se poate constata, și din exemplul prezentat, că volumul de calcule este mai redus decît la utilizarea altor metode.

c. Așadar, se poate afirma că metoda algebrei numerelor structurale permite o formulare eficientă și sistematică a ecuațiilor de stare în analiza circuitelor electrice liniare cu sau fără surse comandate, cu sau fără elemente reactive în exces.

Bibliografie

[1] *Bellert, S., Wozniacki, G.* Analiz i sintez electriceskih țepei metodom strukturnih cisel. Moscova, Izd. Mir, 1972.

[2] *Preda, M., Cristea P.* ș.a. Analiza circuitelor electrice. Metoda variabilelor de stare. Instit. polit. București 1973.

[3] *Balabanian, N., Bickart, T.* Analiza modernă a circuitelor. București, Editura tehnică, 1974.

[4] *Preda, M., Nicoară N.* Calculul funcțiilor de circuit în algebra structurală. În: EEA — Electrotehnica, **24**, nr. 3, 1976.

[5] *Preda, M., Breazu, I., Marcovici, J.* Formulă topologică generală pentru transmitanțele circuitelor multiport. În: Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, tom. **22**, 1972.

[6] *Preda, M., Breazu, I.* O nouă metodă de obținere a ecuațiilor de stare pentru circuite cu elemente în exces. În: St. cerc. en. electro., tom **33**, nr. 3, București 1972.

[7] *Manea, F.* Ecuații de stare și condiții inițiale în studiul circuitelor electrice cu elemente în exces. În: EEA — — Electrotehnica **23**, nr. 7, 1975.

[8] *Topan, D.* Metodă diakoptică de scriere a ecuațiilor de stare. În: EEA — Electrotehnica **27**, nr. 2, 1979.

C.Z 621.39

SISTEME LOGICE TERNARE
CODURI TERNAR-ZECIMALE

Algoritme pentru adunarea și scăderea ternar-zecimală

OLEG CERNIAN* — CRAIOVA

Introducere

Începînd cu lucrările lui Post au fost elaborate diverse studii în domeniul logicii polivalente atît sub aspect teoretic, cît și practic. De asemenea, au fost proiectate cîteva sisteme de circuite polivalente. Aritmetica ternară este considerată ca o aplicație importantă a logicii ternare și a circuitelor logice ternare; cercetările în acest domeniu, deși au continuat permanent, au avut un caracter limitat, fiind concentrate doar în cîteva centre științifice ale lumii. Operațiile aritmetice ternare și circuitele aferente ce intră în componența blocurilor aritmetice sînt încă puțin abordate în literatura de specialitate [1, 2, 3, 4, 5].

În lucrarea de față se realizează analiza diferitelor variante de coduri ternar — zecimale, o cercetare a algoritmelor corespunzătoare operațiilor de adunare — scădere ca și sinteza blocurilor aritmetice de adunare/scădere.

1. Reprezentarea ternară a numerelor

Sistemul ternar de numerație este considerat drept sistem fundamental pentru bazele impare. Se cunosc două variante fundamentale de reprezentare a numerelor în baza trei:

a — sistemul asimetric [5], sau modulo 3 [1];

b — sistemul simetric [5], sau sistemul ternar cu semn (STS)[1].

În cazul sistemului asimetric se folosesc drept cifre ternare (trit, după unii autori) 0,1 și 2. În acest fel, un număr N poate fi reprezentat astfel:

$$(N)_3 = (a_n\, a_{n-1} \ldots a_1\, a_0\, a_{-1} \ldots a_{-m})_3, \quad (1)$$

unde:

$$a_i \text{ (pentru } i = n, \ldots, -m) \in \{0, 1, 2\},$$

iar valoarea zecimală corespunzătoare va fi dată de relația cunoscută:

$$(N)_{10} = a_n 3^n + \ldots + a_0 3^0 + \ldots + a_{-m} \cdot 3^{-m}. \quad (2)$$

Gama de reprezentare este:

$$(\underbrace{00\ldots0}_{n \text{ ranguri}},\ \underbrace{0\ldots1}_{m \text{ ranguri}})_3 \ldots 0 \ldots (\underbrace{22\ldots2}_{n \text{ ranguri}},\ \underbrace{2\ldots2}_{m \text{ ranguri}})_3. \quad (3)$$

Adică:

$$3^{-m} \ldots 0 \ldots 3^{n+1} - 3^{-m}.$$

În cazul sistemului simetric, drept cifre ternare se folosesc -1, 0, $+1$, adică:

$$(N)'_3 = (a_n\, a_{n-1} \ldots a_1\, a_0\, a_{-1} \ldots a_{-m})_3,$$

* Universitatea din Craiova.

unde:

a_i(pentru $i = n, \ldots, -m) \in \{-1, 0, +1\}$.

Valoarea zecimală se determină cu ajutorul relației:

$$(N)_{10} = a_n \cdot 3^n + \ldots + a_1 3^1 + a_0 \cdot 3^0 + a_{-1} 3^{-1} + \ldots + a_{-m} \cdot 3^{-m}, \quad (5)$$

unde:

a_i(pentru $i = n, \ldots, -m) \in \{-1, 0, +1\}$.

După cum este cunoscut, bazele impare prezintă proprietăți deosebite de simetrie, iar sistemul ternar simetric permite exploatarea deplină a acestor proprietăți.

Printre avantajele sistemului se pot menționa ușurința de reprezentare a numerelor negative, comoditatea de a obține echivalenți tehnici pentru cifrele ternare (polaritate +, fără polaritate, polaritate −) etc.

Gama de reprezentare se poate determina astfel:

a — pentru numere pozitive:

$$(\underbrace{11\ldots1}_{n\text{ ranguri}},\ \underbrace{1\ldots1}_{m\text{ ranguri}})_3 \ldots (\underbrace{00\ldots0}_{n\text{ ranguri}},\ \underbrace{0\ldots1}_{m\text{ ranguri}}), \quad (6)$$

ceea ce în baza zece reprezintă intervalul:

$$(3^{n+1} - 3^{-m})/2 \ldots 3^{-m}; \quad (7)$$

b — pentru numere negative:

$$(\underbrace{\bar{1}\,\bar{1}\ldots\bar{1}}_{n\text{ ranguri}},\ \underbrace{\bar{1}\ldots\bar{1}}_{m\text{ ranguri}})_3 \ldots (\underbrace{00\ldots0}_{n\text{ ranguri}},\ \underbrace{0\ldots\bar{1}}_{m\text{ ranguri}})_3, \quad (8)$$

ceea ce în baza 10 reprezintă intervalul:

$$-(3^{n+1} - 3^{-m})/2 \ldots -3^{-m}. \quad (9)$$

La cele două intervale date de (7) și (9) se mai adaugă și numărul 0, adică:

$$\underbrace{00\ldots0}_{n\text{ ranguri}},\ \underbrace{0\ldots0}_{m\text{ ranguri}}$$

Uneori se adoptă forma de notație prescurtată a numerelor în cazul sistemului simetric [4], introducînd simbolurile +, − și 0. Astfel, numărul $(46)_{10}$ se poate reprezenta în sistemul simetric în două forme:

$$(46)_{10} = (1\ \bar{1}\ \bar{1}\ 0\ 1)_3, \quad (10)$$

$$(46)_{10} = (+\ -\ -\ 0\ +)_3. \quad (11)$$

Într-adevăr:

$$(46)_{10} = 1.3^4 + (-1)\cdot 3^3 + (-1)\cdot 3^2 + (0)\cdot 3^1 + 1\cdot 3^0 = 81 - 27 - 9 + 1 = +46.$$

Pentru a ilustra simplitatea reprezentării numerelor negative în acest sistem ternar, se consideră numărul $(-46)_{10}$, al cărui echivalent ternar în cele două forme, este următorul:

$$(-46)_{10} = (\bar{1}\ 1\ 1\ 0\ \bar{1})_3, \quad (12)$$

$$(-46)_{10} = (-\ +\ +\ 0\ -)_3. \quad (13)$$

Într-adevăr:

$$(-46)_{10} = (-1)\cdot 3^4 + 1\cdot 3^3 + 1\cdot 3^2 + 0\cdot 3^1 + (-1)\cdot 3^0 = -81 + 27 + 9 + 0 - 3 = -46.$$

Deci, pentru a trece de la un număr pozitiv la unul negativ se vor interschimba +1 și −1.

Legătura între cele două sisteme de reprezentare a numerelor, 2. *a* și 2. *b*, este dată de următoarea regulă de trecere de la sistemul asimetric la cel simetric [4]:

fiecărui 1 îi corespunde + ;
fiecărui 2 îi corespunde + − ;
fiecărui 0 îi corespunde 0.

În sistemul asimetric, numerele negative se reprezintă prin metodele cunoscute la reprezentarea numerelor, binare în calculatoare, și anume:

1. Mărime și semn:

$$N = 3^{n+1}\, a_{n+1} + \sum_{-m}^{n} 3^i\, a^i, \quad (14)$$

unde:

$a_i \in \{0, 1, 2\}$ pentru $i = n, \ldots, -m$.

$$a_{n+1} \begin{cases} = 0 \text{ pentru numere pozitive} \\ = 2 \text{ pentru numere negative.} \end{cases}$$

Această metodă prezentînd certe dezavantaje [1] este foarte rar utilizată.

2. Complement față de 3:

$$N = 3^{n+1}\, 0 + \sum_{-m}^{n} 3^i a_i, \text{ pentru } N > 0, \quad (15)$$

$$N = 3^{n+1}\, 2 + \sum_{-m}^{n} 3^i\, (\bar{a}_i)_2 + 3^{-m}, \text{ pentru } N < 0, \quad (16)$$

unde $(\bar{a}_i)_2$ reprezintă complementul față de 2 al cifrei ternare a_i (pentru $i = n, \ldots -m$):

$\bar{a}_i = 2 - a_i$, adică $0 \leftrightarrow 2$ și $1 \leftrightarrow 1$.

În general, complementul față de 3 al unui număr ternar este dat de următoarea relație:

$$\bar{N}_3 = 3^{n+1} - N. \quad (17)$$

3. Complement față de 2:

$$N = 3^{n+1}\cdot 0 + \sum_{-m}^{n} 3^i\, a_i \text{ pentru } N > 0, \quad (18)$$

$$N = 3^{n+1}\cdot 2 + \sum_{-m}^{n} 3^i\, (\bar{a}_i)_2 \text{ pentru } N < 0, \quad (19)$$

unde $(\overline{a_i})_2$ reprezintă complementul față de 2 al cifrei ternare (pentru $i = n \ldots -m$).

În general, complementul față de 2 al unui număr ternar este definit astfel:

$$\bar{N}_2 = 3^{n+1} - N - 3^{-m}. \tag{20}$$

În acest fel apare o legătură foarte simplă între cele două complemente, față de 3 și față de 2, al unui număr N:

$$\bar{N}_3 = \bar{N}_2 + 3^{-m}. \tag{21}$$

Datorită unor dezavantaje [1] reprezentarea numerelor negative prin metoda complementului față de 2 nu este recomandată. Plaja de reprezentare a numerelor este distribuită astfel:

Numere pozitive:

între $(0\ 0 \ldots 0{,}0 \ldots 1)_3 = 3^{-m}$

și:

$$(1\ 1 \ldots 1{,}1 \ldots 1)_3 = (3^{n+1} - 3^{-m})/2.$$

Numere negative:

între $(1\ 1 \ldots 1{,}1 \ldots 1\ 2)_3 = -(3^{n+1} - 3^{-m})/2$

și:

$$(2\ 2 \ldots 2{,}2 \ldots 2)_3 = -3^{-m}.$$

Din considerente de facilitare a detectării operației de depășire [1] se recomandă neutilizarea cifrei 1 în poziția cea mai semnificativă.

2. Coduri ternar — zecimale

2.1. Aspecte generale

Asemănător codurilor binar — zecimale, codurile ternar-zecimale reprezintă o metodă de reprezentare a cifrelor zecimale cu ajutorul cifrelor ternare.

Numărul minim de ranguri ternare necesare pentru reprezentarea unui rang zecimal este trei, spre deosebire de sistemul binar unde erau necesare patru ranguri. Numărul codurilor ternar-zecimale se poate estima cu ajutorul relației:

$$\frac{27!}{(27-10)!} \approx = 3{,}1 \times 10^{12}. \tag{22}$$

Multe dintre codurile ternar-zecimale prezintă certe avantaje în cazul operațiilor aritmetice, al metodelor de codificare, tehnicilor de detectare a erorilor etc.

Criteriile de clasificare sînt asemănătoare celor cunoscute de la codurile binar — zecimale: coduri de trei ranguri și mai mult de trei ranguri, coduri ponderate și coduri neponderate, coduri cu autocomplementare și coduri fără autocomplementare etc. În cazul codurilor ternar-zecimale vor exista și unele particularități de alcătuire ale acestora, cum ar fi introducerea ponderilor fracționare și utilizarea unor baze mixte (ternare și binare).

Un criteriu deosebit în aprecierea eficacității unui cod ternar — zecimal îl reprezintă algoritmele operațiilor fundamentale de adunare și scădere pentru un rang zecimal. Se vor lua în considerație atît sistemul ternar asimetric, cît și cel simetric.

2.2. Condițiile de alcătuire a codurilor ternar — zecimale

Se vor lua în considerație numai codurile ternar-zecimale din trei ranguri ale căror ponderi se vor desemna: p_0, p_1 și p_2. Condițiile de alcătuire a codurilor ternar-zecimale sînt următoarele:

a — $$p_0 + p_1 + p_2 \geqslant \frac{9}{2}. \tag{23}$$

Într-adevăr, valoarea zecimală echivalentă este: $(N)_{10} = a_0p_0 + a_1p_1 + a_2p_2$,
unde a_i $(i = 0, 1, 2,) \in \{0, 1, 2\}$.

Înlocuind a_i prin valoarea maximă 2 va trebui acoperită cifra maximă zecimală, adică 9:

$$9 = 2 \cdot p_0 + 2p_1 + 2p_2 = 2\,(p_0 + p_1 + p_2).$$

Deci, valoarea la limită a sumei $p_0 + p_1 + p_2$ este:

$$p_0 + p_1 + p_2 = \frac{9}{2};$$

b — Cel puțin una din ponderi trebuie să fie 1;

c — $$(p_0 + p_1)2 \geqslant (p_2 - 1).$$

Această condiție este legată de necesitatea de a reprezenta orice succesiune cuprinsă între 0 și 9, căci dispunînd de cele două ranguri p_0, p_1, cifra zecimală maximă ce poate fi reprezentată este $2\,(p_0 + p_1)$, deci valoarea maximă a ponderii p_2 trebuie să fie:

$$p_2 = 2\,(p_0 + p_1) + 1; \tag{24}$$

d — În vederea obținerii codurilor cu autocomplementare față de zece se impune condiția:

$$p_0 + p_1 + p_2 = \frac{10}{2}, \tag{25}$$

iar în cazul autocomplementării față de 9:

$$p_0 + p_1 + p_2 = \frac{9}{2}. \tag{26}$$

2.3. Coduri ternar — zecimale cu ponderi pozitive întregi

Referindu-ne la codurile ternar — zecimale ponderate, cu ponderi pozitive și întregi, satisfăcînd condițiile (a), (b) și (c) enumerate la

2.2, va rezulta un număr total de 16 posibilități. Într-adevăr, $p_0 = 1$ în toate combinațiile posibile; alegînd $p_1 = 1$, și considerînd pentru p_2 dubla inegalitate:

$$\frac{9}{2} - (p_0 + p_1) \leqslant p_2 \leqslant 2(p_0 + p_1) + 1, \quad (27)$$

rezultă:

$$\frac{5}{2} \leqslant p_2 \leqslant 5,$$

adică sînt permise numai valorile 3, 4 și 5.

Alegînd $p_1 = 2$, ținînd seama de relația (27), se determină $\frac{3}{2} \leqslant p_2 \leqslant 7$, adică sînt permise valorile 2, 3, 4, 5, 6 și 7.

Alegînd apoi $p_1 = 3$ se determină următoarele valori permise pentru p_2: 3, 4, 5, 6, 7, 8 și 9. Valorile 1 și 2 au fost înlăturate, introducîndu-se condiția suplimentară:

$$p_i \geqslant p_{i-1}. \quad (28)$$

Condiția (28) micșorează numărul total de coduri ternar-zecimale cu ponderi pozitive întregi, atît prin înlăturarea valorilor 1 și 2 amintite mai sus, cît și prin neluarea în considerare a tuturor combinațiilor care s-ar putea obține prin permutări.

În tabelul de mai jos se prezintă denumirile tuturor codurilor ternar — zecimale cu ponderi pozitive. Codurile 3—1—1 și 2—2—1 respectînd condiția (d) a paragrafului 2.2. sînt coduri cu autocomplementare față de 10, iar codul 9—3—1 este codul „natural". În tabelul 2 sînt prezentate în detaliu aceste două coduri.

Codul 9—3—1, denumit și cod „natural", prezintă proprietăți aditive speciale utilizate

Tabelul 1

Codurile ternar-zecimale cu ponderi pozitive și întregi

p_2	p_1	p_0
3	1	1
4	1	1
5	1	1
2	2	1
3	2	1
4	2	1
5	2	1
6	2	1
7	2	1
3	3	1
4	3	1
5	3	1
6	3	1
7	3	1
8	3	1
9	3	1

în operațiile aritmetice ternar — zecimale. Valorile ponderilor sînt:

$$p_0 = 3^0,$$

$$p_1 = 3^1$$

$$p_2 = 3^2.$$

Tabelul 2

Coduri cu autocomplementare față de 10

Cifra zecimală	3	1	1	2	2	1
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	1	0	1	0
3	1	0	0	0	1	1
4	1	0	1	1	1	0
5	1	2	0	1	1	1
6	1	2	1	2	1	0
7	2	1	0	2	1	1
8	2	2	0	2	2	0
9	2	2	1	2	2	1

Tabelul 3

Codul ternar zecimal „natural" 9—3—1.

N_{10}	9	3	1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	0	2
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	1	2
6	0	2	0
7	0	2	1
8	0	2	2
9	1	0	0

Deci, o cifră zecimală N se determină astfel:

$$(N)_{10} = 3^2 a_2 + 3^1 a_1 + 3^0 a_0, \quad (29)$$

unde $(a_2, a_1, a_0)_3$ reprezintă o combinație de cod a codului „natural", iar $a_i (i = 0, 1, 2) \in \{0,1,2\}$.

2.4. Coduri ternar-zecimale cu ponderi fracționare

Necesitatea introducerii ponderilor fracționare este legată de avantajele codurilor cu autocomplementare față de 9, la care, așa după cum s-a mai arătat, este verificată condiția (d), paragraful 2.2. Importanța introducerii acestui tip de coduri constă în simplitatea determinării complementului unei cifre zecimale, ceea ce, în cazul reprezentărilor în sistemul ternar asimetric, rezolvă problema reprezentării numerelor negative.

Pentru a obține complementul față de 9 al unei cifre zecimale, se va efectua complementul

fiecărei cifre ternare din combinația de cod corespunzătoare.

În tabelul 4 sînt prezentate patru variante reprezentative ale acestui tip de cod: codurile ternar-zecimale 2—2—1/2; 21/2—1—1; 2—11/2—1; 3 — 1 — 1/2.

pentru cifrele ternare și cele binare se aplică algoritme diferite de complementare. Aceste coduri sînt foarte utile pentru realizarea de blocuri aritmetice cu structura mixtă, în care se folosesc atît elemente binare, cît și cele ternare.

Tabelul 4

Coduri ternar — zecimale cu autocomplementare față de 9.

N	2	2	1/2	21/2	1	1	2	11/2	1	3	1	1/2
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	2	0	0	1	0	0	1	0	0	2
2	0	1	0	0	0	2	0	0	2	0	2	0
3	0	1	2	0	1	2	1	0	1	0	2	2
4	1	1	0	0	2	2	2	0	0	1	0	2
5	1	1	2	2	0	0	0	2	2	1	2	0
6	2	1	0	2	1	0	1	2	1	2	0	0
7	2	1	2	2	2	0	2	2	0	2	0	2
8	2	2	0	2	2	1	2	2	1	2	2	0
9	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2

Se consideră, spre exemplu, codul 3 — 1 — — 1/2 în care cifra zecimală 2 se reprezintă prin combinația 0 2 0. Se efectuează complementarea fiecărei cifre ternare și se obține combinația de cod 2 0 2, care va reprezenta cifra zecimală 7, adică complementul față de 9 a lui 2.

O altă observație specială se poate remarca în cazul acestui cod: în primele două coloane, pentru ponderile 1 și 1/2 apar numai cifrele ternare 0 și 2. ceea ce a condus la ideea construirii de coduri ternar-zecimale în baze mixte.

2.5. Coduri ternar-zecimale în baze mixte

Ideea introducerii bazelor mixte a plecat de la acele coduri ternar-zecimale cu ponderi fracționare la care cifrele ternare utilizate la ponderea 1/2 erau 0 și 2. Se înlocuiește ponderea 1/2 cu ponderea 1, dar cifrele coloanei respective se reprezintă în baza 2, adică prin 0 sau 1. Notarea acestor coduri se face utilizînd drept indice baza ponderii respective. Astfel, din codul ternar — zecimal 2 — 2 — 1/2 se generează codul mixt $2_t - 2_t - 1_b$, iar din codul ternar-zecimal 3 — 1 — 1/2 se generează codul mixt $3_t - 2_b - 1_b$. Codurile utilizînd elemente mixte (binare și ternare) sînt în multe privințe mai eficiente față de codurile binar-zecimale sau ternar-zecimale [5]. În mod deosebit, codurile $3_t - 2_b - 1_b$ și $9_b - 3_t - 1_t$ conferă cel mai economicos sistem de a memora informația [5].

În tabelul 5 sînt prezentate trei tipuri de coduri mixte: $2_t - 2_t - 1_b$; $3_t - 2_b - 1_b$; $9_b - 3_t - 1_t$.

Codurile $2_t - 2_t - 1_b$ și $3_t - 2_b - 1_b$ sînt cu autocomplementare față de 9, în care, însă,

Tabelul 5

Coduri mixte

N	2_t	2_t	1_b	3_t	2_b	1_b	9_b	3_t	1_t
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0	0	0	2
3	0	1	1	0	1	1	0	1	0
4	1	1	0	1	0	0	0	1	1
5	1	1	1	1	1	0	0	1	2
6	2	1	0	2	0	0	0	2	0
7	2	1	1	2	0	1	0	2	1
8	2	2	0	2	1	0	0	2	2
9	2	2	1	2	1	1	1	0	0

2.6. Coduri ternar-zecimale în sistemul simetric

Codurile ternare utilizînd sistemul ternar simetric (—1, 0, +1) au fost inițial introduse de colectivul de cercetare de la Harvard: codul 9 — 3 — 1 simetric și ponderat. Aceste coduri prezintă următoarele avantaje:

a. Cifrele negative au aceeași reprezentare cu cele pozitive, schimbîndu-se numai semnul fiecărei cifre ternare. În acest fel operația de complementare se simplifică mult.

b. Corecțiile, în cazul operațiilor de adunare scădere, sînt foarte simple.

c. Rezultatele obținute în urma operațiilor aritmetice rezultă în mod corect, atît ca valoare absolută cît și ca semn.

d. Coeficientul de utilizare a codului este dintre cele mai bune, căci se pot reprezenta numerele în gama —9 ..... +9, deci 19 combinații din totalul de 27 posibile, ceea ce înseamnă circa 70%. Comparativ, se reamintește

că valoarea acestui coeficient, în cazul codului binar-zecimal 8 — 4 — 2 — 1, este de 62,5%, iar în cazul codului 9 — 3 — 1 — „natural" de numai 37%.

În tabelul 6 se prezintă codul 9 — 3 — 1 simetric incluzînd toată gama, între —9 și +9.

Tabelul 6

Codul 9—3—1 simetric

N	9	3	1
−9	−1	0	0
−8	−1	0	+1
−7	−1	+1	−1
−6	−1	+1	0
−5	−1	+1	+1
−4	0	−1	−1
−3	0	−1	0
−2	0	−1	+1
−1	0	0	−1
0	0	0	0
+1	0	0	+1
+2	0	+1	−1
+3	0	+1	0
+4	0	+1	+1
+5	+1	−1	−1
+6	+1	−1	0
+7	+1	−1	+1
+8	+1	0	−1
+9	+1	0	0

2.7. Coduri ternar — zecimale neponderate

În clasa codurilor ternar — zecimale neponderate se vor face referiri la codurile de tip „EXCES" ce se construiesc asemănător codurilor binar — zecimale de tip „EXCES". Și aceste coduri pot fi generate folosind baze mixte. Ideea introducerii acestui tip de coduri este bazată pe avantajele oferite de acestea: algoritme simple de corecție în cazul operațiilor de adunare / scădere, simplitatea de complementare, realizare economică etc.

Unul din codurile din această clasă este codul $4_t - 2_b - 1_b$ EXCES 1, în care valoarea cifrei zecimale echivalente este dată de formula:

$$(N)_{10} = 4 \cdot a_2 + 2b_1 + 1b_0 - 1, \qquad (30)$$

unde:

$$a_2 \in \{0, 1, 2\},$$

$$b_{0,1} \in \{0,1\}.$$

În cazul codului $9_b - 3_t - 1_t$ EXCES 4 valoarea zecimală echivalentă este dată de formula:

$$(N)_{10} = 9 \cdot b_2 + 3a_1 + 1 \cdot a_0 - 4, \qquad (31)$$

unde:

$$b_2 \in \{0,1\},$$

$$a_{0,1} \in \{0, 1, 2\}.$$

În paragraful următor se vor constata avantajele acestor coduri ternar — zecimale în cazul efectuării operațiilor de adunare / scădere. În tabelul 7 sînt prezentate detaliat aceste două coduri:

Tabelul 7

Coduri tip „EXCES".

N	$9_b - 3_t - 1_t$ EXCES 4			$4_t - 2_b - 1_b$ EXCES 1		
0	0	1	1	0	0	1
1	0	1	2	0	1	0
2	0	2	0	0	1	1
3	0	2	1	1	0	0
4	0	2	2	1	0	1
5	1	0	0	1	1	0
6	1	0	1	1	1	1
7	1	0	2	2	0	0
8	1	1	0	2	0	1
9	1	1	1	2	1	0

3. Adunarea și scăderea numerelor ternar-zecimale

Problema care generează dificultăți este aceea de stabilire a corecțiilor necesare în cazul operațiilor de adunare / scădere a unei cifre zecimale. Se indică folosirea metodei cunoscute de la codurile binar — zecimale [6] prin alcătuirea tabelei sumei / diferenței incorecte și a tabelei sumei / diferenței corecte. Analizînd cele două tabele se pot stabili corect algoritmele corespunzătoare de corecție. Ne vom limita numai la cîteva cazuri, cu precădere pentru sumă, întrucît operația de scădere oricînd se înlocuiește prin adunarea complementului.

a. Codul natural 9 — 3 — 1.

Tabelul 8

Operația: Adunare	Suma incorectă	Suma corectă	Corecția
0 + 0 = 0	0 0 0	0 0 0	
0 + 1 = 1	0 0 1	0 0 1	
0 + 2 = 2	0 0 2	0 0 2	
0 + 3 = 3	0 1 0	0 1 0	
0 + 4 = 4	0 1 1	0 1 1	
0 + 5 = 5	0 1 2	0 1 2	Fără
0 + 6 = 6	0 2 0	0 2 0	corecții
0 + 7 = 7	0 2 1	0 2 1	
0 + 8 = 8	0 2 2	0 2 2	
0 + 9 = 9	1 0 0	1 0 0	
1 + 9 = 10	1 0 1	1 0 0 0	
2 + 9 = 11	1 0 2	1 0 0 1	
3 + 9 = 12	1 1 0	1 0 0 2	
4 + 9 = 13	1 1 1	1 0 1 0	
5 + 9 = 14	1 1 2	1 0 1 1	Adună
6 + 9 = 15	1 2 0	1 0 1 2	122
7 + 9 = 16	1 2 1	1 0 2 0	
8 + 9 = 17	1 2 2	1 0 2 1	
9 + 9 = 18	2 0 0	1 0 2 2	
9+9+1=19	2 0 1	1 1 0 0	

Deci, pentru sume mai mici de zece nu este necesară nici o corecție, iar pentru sume ma mari de 9 se va aduna la suma obținută termenul de corecție $(122)_3 = 17_{10}$.

Tabelul 9

Operația : Scădere	Diferență incorectă	Diferență corectă	Corecția
9 − 0 = 9	1 0 0	1 0 0	
8 − 0 = 8	0 2 2	0 2 2	
7 − 0 = 7	0 2 1	0 2 1	
6 − 0 = 6	0 2 0	0 2 0	
5 − 0 = 5	0 1 2	0 1 2	Fără
4 − 0 = 4	0 1 1	0 1 1	corecție
3 − 0 = 3	0 1 0	0 1 0	
2 − 0 = 2	0 0 2	0 0 2	
1 − 0 = 1	0 0 1	0 0 1	
0 − 0 = 0	0 0 0	0 0 0	
0 − 1 = −1	1 2 2 2	1 1 0 0	
0 − 2 = −2	1 2 2 1	1 0 2 2	
0 − 3 = −3	1 2 2 0	1 0 2 1	
0 − 4 = −4	1 2 1 2	1 0 2 0	
0 − 5 = −5	1 2 1 1	1 0 1 2	Scade
0 − 6 = −6	1 2 1 0	1 0 1 1	122
0 − 7 = −7	1 2 0 2	1 0 1 0	
0 − 8 = −8	1 2 0 1	1 0 0 2	
0 − 9 = −9	1 2 0 0	1 0 0 1	
0 − 9 − 1 = −10	1 1 2 2	1 0 0 0	

Pentru diferențe pozitive nu se efectuează nici un fel de corecție, iar pentru diferențe negative se scade $(122)_3 = 17_{10}$. De menționat că în cazul diferențelor negative se folosește reprezentarea în complementul față de zece.

b. Codul $4_t - 2_b - 1_b$.

Tabelul 10

Operație : Adunare	Suma incorectă	Suma corectă	Corecția
0 + 0 = 0	0 0 0	0 0 0	
0 + 1 = 1	0 0 1	0 0 1	
0 + 2 = 2	0 1 0	0 1 0	
0 + 3 = 3	0 1 1	0 1 1	
0 + 4 = 4	1 0 0	1 0 0	
0 + 5 = 5	1 0 1	1 0 1	Fără
0 + 6 = 6	1 1 0	1 1 0	corecție
0 + 7 = 7	1 1 1	1 1 1	
0 + 8 = 8	2 0 0	2 0 0	
0 + 9 = 9	2 0 1	2 0 1	
1 + 9 = 10	2 1 0	1 0 0 0	
2 + 9 = 11	2 1 1	1 0 0 1	
3 + 9 = 12	1 0 0 0	1 0 1 0	
4 + 9 = 13	1 0 0 1	1 0 1 1	
5 + 9 = 14	1 0 1 0	1 1 0 0	Adună
6 + 9 = 15	1 0 1 1	1 1 0 1	0 1 0
7 + 9 = 16	1 1 0 0	1 1 1 0	
8 + 9 = 17	1 1 0 1	1 1 1 1	
9 + 9 = 18	1 1 1 0	1 2 0 0	
9 + 9 + 1 = 19	1 1 1 1	1 2 0 1	

Analizînd tabelul de mai sus rezultă că pentru sume mai mici ca zece, similar cazului precedent, nu este necesară nici un fel de corecție, iar pentru sume mai mari de 9 se efectuează o corecție prin adunarea termenului 0 1 0.

Tabelul 11

Operația : Scădere	Diferență incorectă	Diferență corectă	Corecția
9 − 0 = 9	2 0 1	2 0 1	
9 − 1 = 8	2 0 0	2 0 0	
9 − 2 = 7	1 1 1	1 1 1	
9 − 3 = 6	1 1 0	1 1 0	
9 − 4 = 5	1 0 1	1 0 1	
9 − 5 = 4	1 0 0	1 0 0	Fără
9 − 6 = 3	0 1 1	0 1 1	corecție
9 − 7 = 2	0 1 0	0 1 0	
9 − 8 = 1	0 0 1	0 0 1	
9 − 9 = 0	0 0 0	0 0 0	
0 − 1 = −1	1 2 1 1	1 2 0 1	
0 − 2 = −2	1 2 1 0	1 2 0 0	
0 − 3 = −3	1 2 0 1	1 1 1 1	
0 − 4 = −4	1 2 0 0	1 1 1 0	
0 − 5 = −5	1 1 1 1	1 1 0 1	Scade
0 − 6 = −6	1 1 1 0	1 1 0 0	0 1 0
0 − 7 = −7	1 1 0 1	1 0 1 1	
0 − 8 = −8	1 1 0 0	1 0 1 0	
0 − 9 = −9	1 0 1 1	1 0 0 1	
0 − 9 − 1 = −10	1 0 1 0	1 0 0 0	

c. Codul $9_b - 3_t - 1_t$ EXCES 4.

Tabelul 12

Operația : Adunare	Suma incorectă	Suma corectă	Corecție
0 + 0 = 0	0 2 2	0 1 1	
0 + 1 = 1	1 0 0	0 1 2	
0 + 2 = 2	1 0 1	0 2 0	
0 + 3 = 3	1 0 2	0 2 1	
0 + 4 = 4	1 1 0	0 2 2	
0 + 5 = 5	1 1 1	1 0 0	Scade
0 + 6 = 6	1 1 2	1 0 1	$(0\ 1\ 1)_3$
0 + 7 = 7	1 2 0	1 0 2	
0 + 8 = 8	1 2 1	1 1 0	
0 + 9 = 9	1 2 2	1 1 1	
1 + 9 = 10	1 0 0 0	1 0 1 1	
2 + 9 = 11	1 0 0 1	1 0 1 2	
3 + 9 = 12	1 0 0 2	1 0 2 0	
4 + 9 = 13	1 0 1 0	1 0 2 1	
5 + 9 = 14	1 0 1 1	1 0 2 2	Adună
6 + 9 = 15	1 0 1 2	1 1 0 0	$(0\ 1\ 1)_3$
7 + 9 = 16	1 0 2 0	1 1 0 1	
8 + 9 = 17	1 0 2 1	1 1 0 2	
9 + 9 = 18	1 0 2 2	1 1 1 0	
1 + 9 + 9 = 19	1 1 1 1	1 1 1 1	Fără corecție

Se constată o mare asemănare cu codul binar-zecimal EXCES 3 [6]; pentru sume cuprinse în intervalul $0 \leqslant$ Suma $\leqslant 9$ corecția constă în scăderea termenului $(0\ 1\ 1)_3$, iar pentru Suma > 9 corecția constă în adunarea termenului $(0\ 1\ 1)_3$; în cazul $1 + 9 + 9 = 19$, suma apare în forma sa corectă;

d. Codul $4_t - 2_b - 1_b$ EXCES 1.

Tabelul 13

Operație : Adunare	Suma incorectă	Suma corectă	Corecție
0 + 0 = 0	0 1 0	0 0 1	
0 + 1 = 1	0 1 1	0 1 0	
0 + 2 = 2	1 0 0	0 1 1	
0 + 3 = 3	1 0 1	1 0 0	
0 + 4 = 4	1 1 0	1 0 1	
0 + 5 = 5	1 1 1	1 1 0	Scade
0 + 6 = 6	2 0 0	1 1 1	$(0\ 0\ 1)_3$
0 + 7 = 7	2 0 1	2 0 0	
0 + 8 = 8	2 1 0	2 0 1	
0 + 9 = 9	2 1 1	2 1 0	
1 + 9 = 10	1 | 0 0 0	1 | 0 0 1	
2 + 9 = 11	1 | 0 0 1	1 | 0 1 0	
3 + 9 = 12	1 | 0 1 0	1 | 0 1 1	
4 + 9 = 13	1 | 0 1 1	1 | 0 0 0	
5 + 9 = 14	1 | 1 0 0	1 | 1 0 1	Adună
6 + 9 = 15	1 | 1 0 1	1 | 1 1 0	$(0\ 0\ 1)_3$
7 + 9 = 16	1 | 1 1 0	1 | 1 1 1	
8 + 9 = 17	1 | 1 1 1	1 | 2 0 0	
9 + 9 = 18	1 | 2 0 0	1 | 2 0 1	
1+9+9 = 19	1 | 2 1 0	1 | 2 1 0	Fără corecție

Tabelul 14

Operație : Scădere	Diferență incorectă	Diferență corectă	Corecție
9 − 0 = 9	2 0 1	2 1 0	
9 − 1 = 8	2 0 0	2 0 1	
9 − 2 = 7	1 1 1	2 0 0	
9 − 3 = 6	1 1 0	1 1 1	
9 − 4 = 5	1 0 1	1 1 0	
9 − 5 = 4	1 0 0	1 0 1	Adună
9 − 6 = 3	0 1 1	1 0 0	$(0\ 0\ 1)_3$
9 − 7 = 2	0 1 0	0 1 1	
9 − 8 = 1	0 0 1	0 1 0	
9 − 9 = 0	0 0 0	0 0 1	
0 − 1 = 1	1 | 2 1 1	1 | 2 1 0	
0 − 2 = 2	1 | 2 1 0	1 | 2 0 1	
0 − 3 = 3	1 | 2 0 1	1 | 2 0 0	
0 − 4 = 4	1 | 2 0 0	1 | 1 1 1	
0 − 5 = 5	1 | 1 1 1	1 | 1 1 0	
0 − 6 = 6	1 | 1 1 0	1 | 1 0 1	Scade
0 − 7 = 7	1 | 1 0 1	1 | 1 0 0	$(0\ 0\ 1)_3$
0 − 8 = 8	1 | 1 0 0	1 | 0 1 1	
0 − 9 = 9	1 | 0 1 1	1 | 0 1 0	
0−1−9 = −10	1 | 0 0 1	1 | 0 0 1	Fără corecție

Acest cod prezintă mari avantaje din punct de vedere al operațiilor de adunare / scădere datorită simplității corecțiilor.

Asemănător codului precedent, corecțiile se prezintă exact sub forma celor cunoscute la codul binar zecimal EXCES 3, termenul de corecție fiind însă mai simplu. O analiză similară se poate face și pentru alte coduri ternar-zecimale, stabilindu-se în fiecare caz în parte algoritmul operației. Vom considera în continuare cîteva configurații de blocuri de sumatoare ternar — zecimale pentru un rang zecimal.

4. Sumatoare ternar — zecimale pentru un rang

Mai întîi se va considera un bloc de adunare / scădere funcționînd în codul ternar-zecimal $4_t - 2_b - 1_b$. Algoritmele corespunzătoare au fost prezentate în paragraful precedent. Orice bloc de acest fel va conține în mod necesar trei zone distincte: (a) zona pentru adunare / scădere primară oferind suma / diferența din coloana sumă / diferență incorectă, (b) zona detecției de corecție și (c) zona efectivă de corecție asigurînd generarea sumei / diferenței corecte.

Evident, folosirea bazelor mixte asigură economie de hardware, datorită simplității de realizare a unui sumator complet binar în raport cu un sumator ternar. În figura 1 se prezintă tabelul de adevăr al unui sumator complet binar, iar în figura 2 al unui sumator complet ternar.

b_1	0	0	0	0	1	1	1	1
b_2	0	0	1	1	0	0	1	1
$T^{2\prime}$	0	1	0	1	0	1	0	1
S^2	0	1	1	0	1	0	0	1
T^2	0	0	0	1	0	1	1	1

Fig. 1. Tabelul de adevăr al sumatorului binar complet.

t_1	0	0	1	2	0	0	1	2	1	2	1	2	0	0	1	2	1	2
t_2	0	0	0	0	1	2	1	2	2	1	0	0	1	2	1	2	2	1
$T^{3\prime}$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S^3	0	1	1	2	1	2	2	1	0	0	2	0	2	0	0	2	1	1
T^3	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1

Fig. 2. Tabelul de adevăr al sumatorului ternar complet.

Se precizează că tabelul de adevăr al sumatorului ternar nu cuprinde și valoarea 2 pentru T', care nu este posibilă. În tabelele de mai sus, b_1, b_2 și, respectiv, t_1, t_2 sînt cei doi biți, respectiv triți, care se adună la un anumit rang i, $T^{2,3}$ i reprezintă transportul de la rangul precedent $i-1$, iar $S^{2,3}$ și $T^{2,3}$ reprezintă suma și, respectiv, transportul generat la rangul i.

Dacă numărul intrărilor se reduce la doi, se va obține un semisumator binar, respectiv ternar, ale căror tabele de adevăr sînt reprezentate în figurile 3 și 4.

În vederea sintezei structurii sumatorului ternar-zecimal se va apela la sistemul circuitelor logice elaborat de Hurst [2], [3]. Analizînd coloana sumei incorecte se va determina criteriul de alegere a corecției. Astfel, pentru codul $4_t - 2_b - 1_b$ acest criteriu este dat de următoarea relație:

$$T_3^2 \vee (S_3^3)_2 \cdot (S_2^2)_1, \qquad (32)$$

b_1	0	0	1	1
b_2	0	1	0	1
S^2	0	1	1	0
T^2	0	0	0	1

Fig. 3. Tabelul de adevăr al semisumatorului binar.

t_1	0	0	0	1	1	1	1	2	2
t_2	0	1	2	0	1	2	0	1	2
S^3	0	1	2	1	2	0	2	0	1
T^3	0	0	0	0	0	1	0	1	1

Fig. 4. Tabelul de adevăr al semisumatorului ternar.

în care:

T_3^2 este transportul ternar generat de sumatorul ternar complet (fig. 5);

$(S_3^3)_2$ — suma ternară generată de sumatorul ternar complet (fig. 5), egală cu valoarea logică 2;

$(S_2^2)_1$ — suma binară generată de sumatorul binar complet din rangul 2 (fig. 5).

Sistemul este astfel proiectat încît nivelele logice 0 și 1 ale dispozitivelor binare coincid cu nivelele logice 0 și 1 ale sistemului ternar. Pentru fiecare rang binar se va utiliza un sumator binar complet, iar pentru rangul ternar un sumator complet ternar. Corecția se efectuează cu ajutorul a două semisumatoare: unul binar și celălalt ternar. Schema bloc a dispozitivului este prezentată în figura 5.

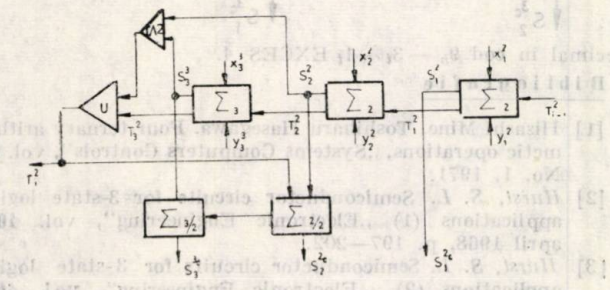


Fig. 5. Configurația sumatorului ternar-zecimal 4_t—2_b—1_b pentru un rang.

$X = (x_1^2 \quad x_2^2 \quad x_3^3)$
$Y = (y_1^2 \quad y_2^2 \quad y_3^3)$ } cele două cifre zecimale care se adună.

Cifra de la exponent specifică natura variabilei: bit sau trit;

Σ_2 — sumator binar complet;

Σ_3 — sumator ternar complet;

$\Sigma_{2/2}$ — semisumator binar;

$\Sigma_{3/2}$ — sumator ternar;

$1 \wedge 2$ — poartă ȘI ternară care prezintă la ieșire semnalul logic 0, cu excepția cazului în care intrările nu capătă valorile specificate: 1 și, respectiv, 2; în acest caz ieșirea devine logic 1.

S_i^c — cifrele corectate ale sumei;

T_{i-1}^2 — transportul de la cifra zecimală precedentă;

T_i^2 — transportul generat de rangul i.

Se va sugera în continuare sinteza unui bloc scăzător funcționînd în codul $4_t - 2_b - 1_b$. În acest caz, în locul sumatoarelor se vor utiliza scăzătoare binare, respectiv ternare.

Tabela de adevăr a unui scăzător binar complet este dată în figura 6, iar tabela de adevăr a unui scăzător ternar complet este dată în figura 7.

b_1	0	0	0	0	1	1	1	1
b_2	0	0	1	1	0	0	1	1
$I^{2'}$	0	1	0	1	0	1	0	1
D^2	0	1	1	0	1	0	0	1
I^2	0	1	1	1	0	0	0	1

Fig. 6. Tabelul de adevăr al unui scăzător binar complet.

t_1	0	0	0	0	1	1	0	0	2	2	1	1	2	2	1	1	2	2
t_2	0	0	1	1	0	0	2	2	0	0	2	2	1	1	1	1	2	2
$I^{3'}$	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
D^3	0	2	2	1	1	0	1	0	2	1	2	1	1	0	0	2	0	0
I^3	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1

Fig. 7. Tabelul de adevăr al unui scăzător ternar complet.

Se constată apariția unei valori binare pentru împrumut. De aceea la alcătuirea tabelului s-a ținut seama de înlăturarea valorii logice 2 la împrumutul $I^{3'}$.

Analizînd coloanele diferenței corecte și incorecte din § 3 se va stabili atît criteriul de corecție cît și algoritmul de corecție.

Astfel, dacă $I_3^3 = 1$, atunci se efectuează corecția. Algoritmul de corecție:

$$\begin{cases} D_1^{2c} = D_1^2 \\ D_2^{2c} = \overline{D_2^2} \\ D_3^{3c} = D_3^3 - 1 \text{ dacă } I_3^3 \wedge \overline{D_2^2} = 1. \end{cases} \tag{33}$$

Obținerea lui D_3^{3c} se face într-un semiscăzător ternar funcționînd după următorul tabel de adevăr (fig. 8).

D_3^3	2	2	1	1	0	0
$I_3^3 \wedge \overline{D_2^2}$	0	1	0	1	0	1
D_3^{3c}	2	1	1	0	0	*

Fig. 8. Tabelul de adevăr pentru D_3^{3c}.

Structura scăzătorului ternar — zecimal $4_t - 2_b - 1_b$ este prezentată în figura 9.

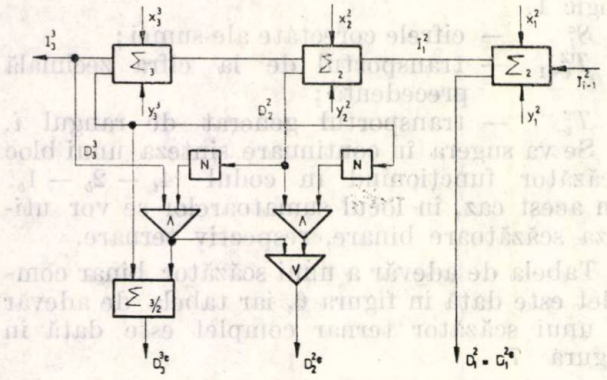


Fig. 9. Scăzător ternar-zecimal $4_t - 2_b - 1_b$.

Se va înlocui scăderea termenului 0 1 1 cu adunarea complementului acestuia 1 1 2, respectînd regula de complementare binară și ternară. Vor fi necesare circuite de complementare față de 2 și față de 3 [1]. Configurația propusă este prezentată în figura 10.

5. Concluzii

În lucrare sînt abordate unele aspecte teoretice și practice legate de operațiile aritmetice fundamentale cu numere ternar-zecimale. Pe baza algoritmelor prezentate sînt proiectate cîteva structuri de sumatoare / scăzătoare elementare. Metoda prezentată poate fi extinsă și pentru alte variante de coduri ternar-zecimale.

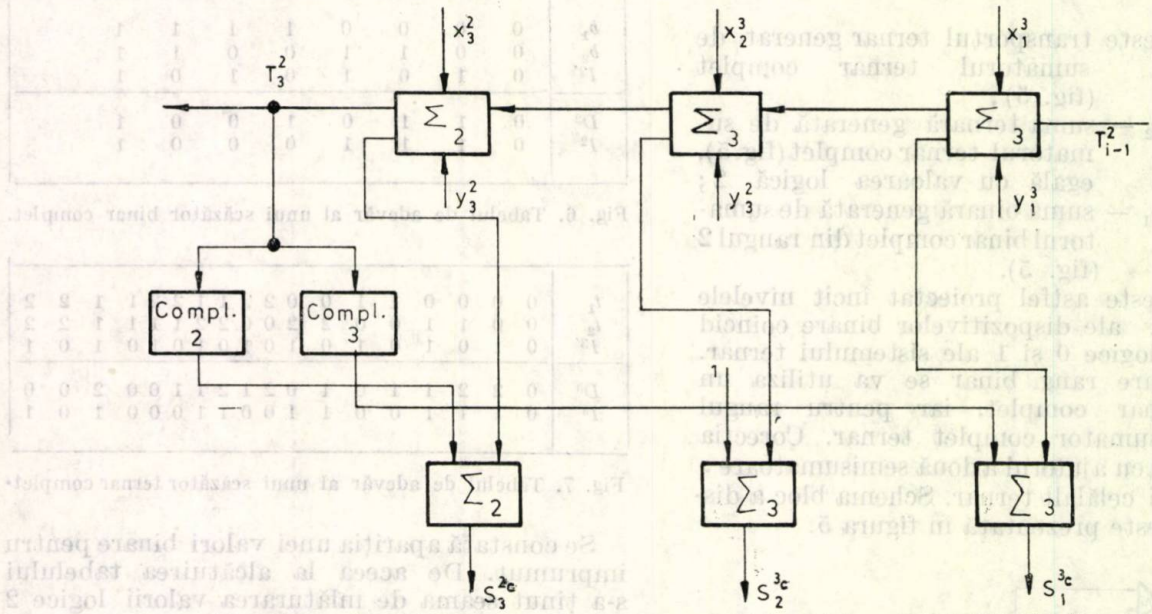
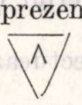


Fig. 10. Configurația unui sumator ternar-zecimal în cod $9_b - 3_t - 1_t$ EXCES 4.

În figura de mai sus s-au folosit următoarele reprezentări:

 — poartă SI binară

— poartă SAU binară;

— inversor binar.

În final se va lua în considerație proiectarea structurii unui sumator ternar-zecimal funcționînd în codul $9_b - 3_t - 1_t$ EXCES 4. Întrucît primele două ranguri sînt cifre ternare se vor folosi sumatoare complete ternare, iar pentru cel de al treilea rang se folosește un sumator binar complet. Din analiza tabelului pentru sumă se concluzionează natura corecțiilor, precum și criteriul de alegere al acesteia. În cazul neapariției transportului de la rangul cel mai semnificativ, corecția constă în scăderea termenului 0 1 1, iar în cazul apariției transportului T_3^2, în adunarea termenului 0 1 1.

Bibliografie

[1] Hisashi Mine, Toshiharu Hasegawa. Four ternary arithmetic operations, „Systems Computers Controls", vol. **2** No. 1, 1971.

[2] *Hurst, S. L.* Semiconductor circuits for 3-state logic applications (1) „Electronic Engineering", vol. **40**, april 1968, p. 197—202.

[3] *Hurst, S. L.* Semiconductor circuits for 3-state logic applications (2), „Electronic Engineering", vol. **40**, may 1968, p. 256—259.

[4] *Andrew, H. Ellis.* An investigation into ternary systems as applied to electronic arithmetic operations, M.S. thesis, University of Bath, 1969, Anglia.

[5] *Porat, D. I.* Three-valued combinational and sequential logic networks, „Proc. IEEE", vol. **116**, June 1969, p. 947—954.

[6] *Chu, Y.* Bazele proiectării calculatoarelor numerice, București, Editura tehnică, 1968.

[7] *Cernian, O.* Sumator ternar — zecimal, Analele Universității din Craiova, Nr. 3/1975, Seria Matematică — — Fizică — Electrotehnică.

[8] *Cernian, O. Tudoroiu, N.* Unitate aritmetică ternară, comunicare științifică la sesiunea națională: Realizări și perspective în domeniul calculatoarelor electronice ITC, București, 6—8 mai 1976.

[9] *Cernian, O.* Considerații asupra codurilor ternar-zecimale, comunicare științifică la Sesiunea jubiliară a Universității din Brașov, 15—17 feb. 1974.

electroexportimport

1983 APR 2 1

Offers its foreign partners a wide range of high-quality electrotechnical products :

- power and voltage transformers up to 400 kV, and distribution transformers ;
- high-voltage apparatus up to 400 kV,
- alternative and continuous current motors, special and micro-motors ;
- power, telephone, signalling and winding electric cables and mains ;
- electric insulation materials ;
- accumulators, electric piles and batteries ;
- generating sets, welding converters powered by electric motors or heat engines ; app for oxyacetylene welding ;
- elevators for persons and goods ;
- low-voltage apparatus and material for electric installations ;
- electro-magnetic recording cassettes ;
- lamp fittings for inside, outside and public lighting ;
- incandescent, fluorescent, mercury vapour lamps, normal, special, car lamps, etc.
- household electric appliances (refrigerators, washing machines, vacuum cleaners, electric he oil heaters, coffee-mills, hair driers, etc.) ;
- electric handtools ;
- assembly lines for electrotechnical items.
- licenses, Romanian patents, trademarks, surveys, designs, know-how, engineering, techn assembly, technical assistance, personel training and services in the field of electrotechnic dustry.

For more technical-commercial information, please contact our specialists
ELECTROEXPORTIMPORT
133, Calea Victoriei
Bucharest — Romania
Phone 50 28 70
Telex 11388